

F. HACKS

## Kommerzielle KW-Empfangsanlagen mit Breitbandverstärkern

DK 621.396.673.063.12:621.375.2

KW-Trennverstärker zum Anschluß mehrerer Betriebsempfänger an eine Antenne haben sich bei den meisten kommerziellen Empfangsstellen eingeführt. Die ursprüngliche Scheu, nichtselektive Breitbandverstärker vor die Empfänger zu schalten, verschwand, als die ersten unvollkommenen Geräte verbessert wurden. Restliche Bedenken wurden durch die großen wirtschaftlichen Vorteile dieser Anordnung aufgehoben. Die KW-Antennen der Weitverkehrstechnik sind teuer und haben beträchtlichen Raumbedarf. Die Bedenken waren vor allem dadurch entstanden, daß die nichtlinearen Verzerrungen der KW-Trennverstärker aus den zahlreichen Signalfrequenzen zusätzliche Störsignale bilden, die echte Signale vortäuschen und den Betrieb erschweren. Die große Zahl von Störfrequenzbildungen auch kleiner Amplituden bei allen Frequenzen kann sogar ein scheinbares zusätzliches Rauschen bewirken. Die Verzerrungsfreiheit ist daher das Kernproblem bei der Entwicklung solcher Geräte.

Über zahlreiche weitere an solche Verstärker zu stellende Forderungen wurde bereits im Zusammenhang mit früheren Entwicklungen berichtet [1] [2], so daß hier nur noch einmal kurz das Wichtigste zusammengefaßt werden soll.

### 1. Forderungen an die Breitbandverstärker

Beim Vergleich des Betriebes von  $n$ -Empfängern an  $n$ -Antennen bzw. von  $n$ -Empfängern mit Trennverstärkern an einer Antenne soll keinerlei Verschlechterung des Empfanges auftreten.

Dazu muß erfüllt sein:

- Nichtlineare Verzerrungen müssen so klein sein, daß neugebildete Störspannungen nicht bemerkt werden. Dann wird auch die Kreuzmodulation, also die Übernahme der Modulation eines ungewünschten Senders auf den Nutzsender, vermieden.
- Die Rauschzahl der Anlage soll nicht höher sein als die ursprüngliche des Empfängers allein. Dazu ist eine kleine Leistungsverstärkung für jeden Ausgang erforderlich, damit das Rauschen des Empfängers nur zum Teil zum Gesamtrauschen beiträgt. Die Rauschzahl des Trennverstärkers selbst muß etwas kleiner sein als die der verwendeten Empfänger. Um die Kreuzmodulationsbildung im angeschalteten Empfänger nicht zu erhöhen, soll die Verstärkung aber nur wenige dB betragen.
- Der Eingangswiderstand des Trennverstärkers soll im ganzen Frequenzbereich konstant und an die Kabelwiderstände angepaßt sein, damit man bei jeder Frequenz optimale Leistungsanpassung an die Antenne erhalten kann. Bei der Verwendung von Rhombusantennen lassen sich dann auch die Rhomben an beiden Enden mit Trennverstärkern abschließen und beide Empfangsrichtungen ausnutzen, was beim direkten Anschluß von Empfängern nicht möglich ist. Die auf verschiedenen Frequenzen betriebenen Empfänger

haben für eine nicht abgestimmte Frequenz eine ganz unbestimmte, meist sehr kleine Eingangsimpedanz, so daß die Rhomben jeweils fehlabgeschlossen werden.

- Der Trennverstärker muß die Empfängereingänge ausreichend entkoppeln. Das bedeutet einmal, daß die frequenzabhängigen Eingangswiderstände der auf beliebigen Frequenzen betriebenen Empfänger sich nicht gegenseitig kurzschließen dürfen, was nicht schwer zu erreichen ist; es bedeutet aber auch, daß die Entkopplung so weit getrieben werden muß, daß die Störspannungen der Empfänger-Oszillatoren an den jeweiligen Eingangsklemmen keine Störsignale in den anderen Empfängern verursachen können. Diese Forderung bestimmt wesentlich den Aufwand eines KW-Trennverstärkers.
- Der Trennverstärker soll als Vierpol in die Antennenleitung geschaltet werden können, der keine Bedienung und möglichst wenig Wartung erfordert. Beim Ausfall einer Verstärkerröhre soll der Betrieb nicht unterbrochen, sondern nur etwas verschlechtert werden.

In einer Arbeit von K. Fischer [2] wird ein Trennverstärker beschrieben, der eine interessante Schaltungsmöglichkeit benutzt. Dabei werden zwölf Pentoden EL 803 als Kettenverstärker geschaltet, der die Signale gemeinsam für alle Ausgänge verstärkt. Die Entkopplung der Ausgänge, im vorliegenden Falle sechs, geschieht dann durch ohmsche Widerstände. Dabei kann sogar durch Umschaltung der Gitter- und Anodenleitung des Kettenverstärkers nach der sechsten Röhre eine Gegentaktwirkung mit einer Verbesserung der Verzerrungen gerader Ordnung erzielt werden. Der Nachteil einer solchen Anordnung ist zweifellos darin zu sehen, daß in den ohmschen Entkopplungswiderständen der größte Teil der erzeugten Hochfrequenzenergie wieder vernichtet wird. Will man z. B. eine Entkopplung der Empfängereingänge von etwa 40 dB erreichen, so steht nur weniger als der zehnte Teil der zunächst verstärkten Leistung für die Empfänger zur Verfügung. Das erfordert natürlich einen ziemlich großen Aufwand, insbesondere an Speiseleistung.

Diese Überlegungen führten zu Versuchen mit einem neuen Trennverstärker, bei dessen Entwicklung ein anderer Weg verfolgt wird und der konsequent die klassischen Methoden zur Verzerrungsverminderung, nämlich Gegentaktschaltung und Gegenkopplung, benutzt, wobei natürlich der breite Frequenzbereich Grenzen setzt. Es handelt sich um eine einstufige Verstärkeranordnung, wobei für jeden Ausgang eine Gegentakstufe vorhanden ist, die in Cascode-Schaltung mit den Röhren E 88 CC arbeitet. Abb. 1 zeigt die wesentlichen Teile der Anordnung. Für die Dimensionierung sind folgende Gesichtspunkte von Bedeutung.



Abb. 1. Prinzipschaltbild des verzerrungsarmen Trennverstärkers 1,6 ... 30 MHz

betreiben. Der Arbeitspunkt der Katodenbasistriode wird durch eine positive, stabilisierte Gitterspannung konstant gehalten. Die auch bei hohen Frequenzen wirksame Gegenkopplung bewirkt erhöhte

Es muß darauf hingewiesen werden, daß die Bezeichnung „Verstärker“ sich vor allem auf die Leistungsverstärkung bezieht, die bewirkt, daß zumindest die in der Antenne vorhandene Signalleistung für 6 Empfängereingänge zur Verfügung gestellt werden kann. Die Spannungsverstärkung für jeden Ausgang ist gering, etwa 3 dB, so daß unerhebliche zusätzliche Verzerrungen durch Kreuzmodulation im Empfänger selbst entstehen.

Es muß also ein hoher, im KW-Bereich frequenzunabhängiger Gegenkopplungsgrad angestrebt werden. Am einfachsten ist es, den Kathodenwiderstand zu vergrößern und ihn ohne Parallelkondensator zu

a) Das zusätzliche Rauschen des Katodenwiderstandes  $R_K$ . Das Rauschen von  $R_K$  addiert sich zum Schrotrauschen der Triode. Der äquivalente Rauschwiderstand erscheint um  $R_K$  vergrößert  $r_{\bar{A}} + R_K = R_{\bar{A}}$ . Das Rauschen wird in gleicher Weise durch die Stromgegenkopplung geschwächt wie das Signal, so daß der Störabstand nur entsprechend der Vergrößerung von  $r_{\bar{A}}$  verschlechtert wird. Die Rauschzahl wird [3] für eine Gegentaktstufe Abb. 2

Dabei ist  $R_A$  der transformierte Antennenwiderstand,  $R_G$  der Gitterableitwiderstand der gleichzeitig die Anpassung an  $R_A$  bewirkt.  $R_A = 2 R_G$ . Der Hochfrequenzleistwert der Triodengitterstrecke kann bei den modernen UKW-Trioden, die hier zur Anwendung kommen, im KW-Bereich vernachlässigt werden. Auch ist das Rauschen der Gitter-Basisstufe nicht berücksichtigt; es ist sehr klein [4].

b) Die Schwingneigung der Verstärkerstufe. Wird darauf verzichtet, die Impedanz zwischen der Katode und dem Massepunkt zu entzerren, so kann die Parallelschaltung aus dem ohmschen Widerstand und der Streukapazität gegen den Heizfaden und das Chassis, zusammen mit der für höhere Frequenzen induktiv wirkenden Impedanz des Tiefpasses, am Gitter Selbsterregung bewirken.

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Nr. 4 / 1956



erregten Schwingung und für die zur Selbsterregung nötige Steilheit angegeben werden. Abb. 3 gibt eine entsprechende Schaltskizze mit den Bezeichnungen wieder.

Es zeigt sich, daß nur der Katodenbasisteil der Cascode-Stufe betrachtet werden muß. Der Belastungswiderstand für die Anode ist so klein, daß sie an Masse geschaltet gedacht werden kann.

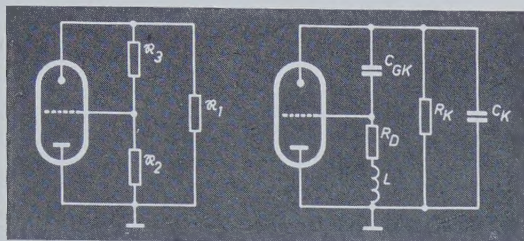


Abb. 3. Zur Selbsterregungsbedingung beim gegengekoppelten HF-Verstärker

Die Schwingbedingung  $\Re \cdot \Im = -1$  lautet hier

$$S \cdot \frac{\Re_1 \cdot \Re_3}{\Re_1 + \Re_2 + \Re_3} = -1$$

Nach dem Einsetzen der Werte für  $\Re_1$ ,  $\Re_2$  und  $\Re_3$  lassen sich aus Real- und Imaginärteil die Frequenz der Schwingung und die zur Selbsterregung mindestens erforderliche Steilheit ausrechnen.

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{C_{GK}} + \frac{R_K + R_D}{C_K \cdot R_K} \right)$$

und

$$S_S = R_D \left( \frac{C_{GK}}{L} + \frac{C_K}{L} + \frac{C_{GK} \cdot R_D}{L R_K} + \frac{C_{GK}}{C_K} \cdot \frac{1}{R_K^2} \right) + \frac{C_{GK}}{C_K} \cdot \frac{1}{R_K}$$

Man sieht sofort, daß bei fehlenden  $C_K$   $\omega_s$  über alle Grenzen wächst, und weiter, daß geringe Bedämpfung  $R_D$  und kleine Gitterkatodenkapazitäten die Selbsterregung begünstigen.

Vor allem wird die Schaltung bei zu großen Gegenkopplungswiderständen  $R_K$  zu schwingen anfangen, so daß hier eine weitere Grenze für die Vergrößerung des Gegenkopplungsgrades liegt.

Die Meßergebnisse stimmen mit der Rechnung gut bis auf wenige Prozente überein, wenn die Gitterimpedanz für die Umgebung der Schwingfrequenz, die oberhalb der Grenzfrequenz des Tiefpasses liegt, richtig eingesetzt wird. Die Stabilität kann daher leicht kontrolliert werden.

c) Absinken des Gegenkopplungsgrades bei hohen Frequenzen. Da  $C_K$  im wesentlichen konstant ist, wird bei Erhöhung von  $R_K$  der Gegenkopplungsgrad am oberen Ende des ausgenutzten Frequenzbereiches absinken. Auch diese Grenze kann durch Entzerren mittels einer Serieninduktivität nach oben geschoben werden.

Praktisch wird der oben beschriebene Punkt a) den Gegenkopplungsgrad nach oben begrenzen, wenn auch die im Punkt b) und c) genannten Grenzen nur wenig darüberliegen. Jedenfalls kann auf eine Entzerrung des Katodenwiderstandes verzichtet werden.

Beim ausgeführten Gerät wird mit einem Gegenkopplungsgrad  $G = 6$  gearbeitet. Die Erhöhung der Eingangstransformation wegen des Rauschens des Katodenwiderstandes beträgt 1,5, so daß die Verbesserung der Verzerrungen für die verschiedenen Ordnungen beträgt:

2. Ordnung. Also Bildung von  $f_1 \pm f_2$ ; von  $2 f_1$ ,  $2 f_2$

$$\text{Verbesserung} = \frac{6^2}{1,5} = 24$$

3. Ordnung. Also Bildung von  $2 f_1 \pm f_2$ ;  $2 f_2 \pm f_1$ ; von  $3 f_1$ ,  $3 f_2$  und von Kreuzmodulation

$$\text{Verbesserung} = \frac{6^3}{1,5^2} = 96$$

4. Ordnung. Also Bildung von z.B.  $4 f_1$ ,  $4 f_2$

$$\text{Verbesserung} = \frac{6^4}{1,5^2} = 380$$

Abb. 4. Aufbau des KW-Trennverstärkers „NV 4“, oben: Anordnung der beiden Gitterleitungen; unten: Anordnung der Verstärkerstufen

Neben der Lösung des Rausch- und Verzerrungsproblems sind die anderen Forderungen bei der gewählten Schaltung verhältnismäßig leicht einzuhalten. Die Konstanz des Eingangswiderstandes wird dadurch erreicht, daß der Tiefpaßkettenleiter, in dessen Quersweige die Röhrenkapazitäten eingefügt werden, mit Endhalbgliedern zur Ebnung des Wellenwiderstandes ausgeführt wird. Das gleiche geschieht mit dem Eingangsfilter, das Frequenzen unterhalb des Nutzbereiches von 1,6...30 MHz aussondert, um starke Rundfunksender, insbesondere Ortssender, vom Eingang fernzuhalten. Wird nun ein HF-Ferritkernübertrager zur Anpassung zwischen dem Antennenwiderstand von z.B. 60 Ohm und dem Gitterleitungswiderstand von insgesamt 1,6 kOhm benutzt, so können Reflexionskoeffizienten von  $< 7\%$  im genannten Frequenzbereich eingehalten werden.

Die Entkopplung der Ausgänge erfolgt durch geschirmten Aufbau der Schaltung. Jeder einzelne Ausgang ist von dem anderen durch Abschirmwände getrennt (Abb. 4). Die restliche Vorkoppelung zwischen den Ausgängen geschieht nun nur noch über die Durchgriffskapazitäten zwischen den Anoden der Gitterbasis-Trioden der Cascode-Schaltung und den Gittern der Katodenbasis-Trioden. Das ergibt Entkopplungsfaktoren von 50...60 dB im größten Teil des Frequenzbereiches. Nach der oberen Grenze zu sinkt sie auf etwa 40 dB ab. Da bei den heutigen Kurzwellen-Empfängern die Oszillator-Störspannungen nur einige  $\mu V$  betragen, ist diese Entkopplung vollständig ausreichend.

Bei dem ausgeführten Gerät „NV 4“ konnte erreicht werden, daß bei einer Grenzempfindlichkeit von  $5...9 kT_0$  im Betriebsbereich folgende Signalspannungen in der Antenne zulässig sind:

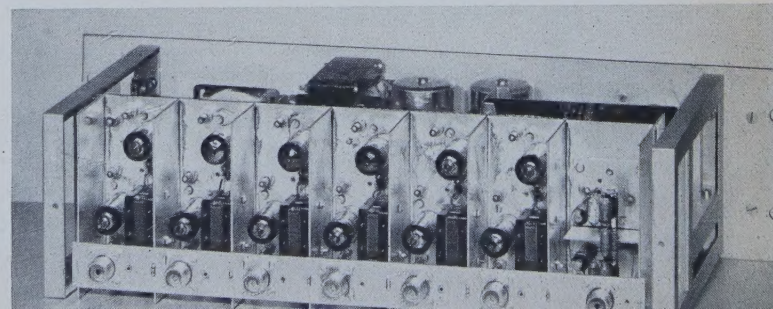
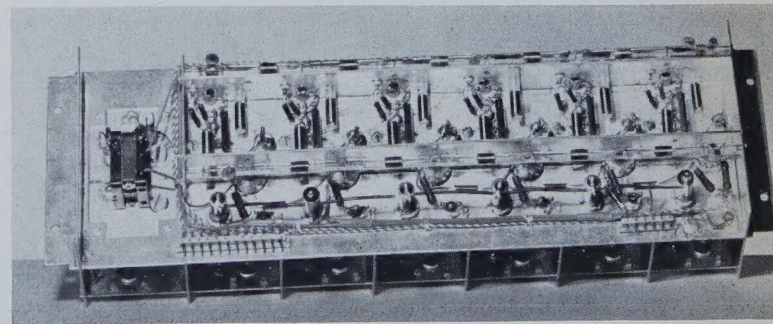
Verzerrungen zweiter Ordnung. Für 80 dB Verzerrungsabstand ist die zulässige Antennen-EMK  $\leq 70$  mV.

Verzerrungen dritter Ordnung. Für 100 dB Verzerrungsabstand ist die zulässige Antennen-EMK  $\leq 80$  mV.

Der durch die Verzerrungen dritter Ordnung bestimmte Kreuzmodulationsfaktor ist 10% bei einer Antennen-EMK von  $\leq 2,6$  V. Alle Werte sind auf einen Antennenwiderstand von 60 Ohm bezogen. Damit erlauben diese Geräte einen praktisch störungsfreien Empfangsbetrieb auch an den Stellen durchzuführen, an denen besonders viele Sendestationen im Umkreis von einigen Kilometern arbeiten, wie dies z.B. in großen Städten der Fall ist, und die eingangs erwähnten Bedenken gegen die Anwendung von aperiodischen Breitbandverstärkern im Kurzwellenbereich dürften endgültig gegenstandslos geworden sein.

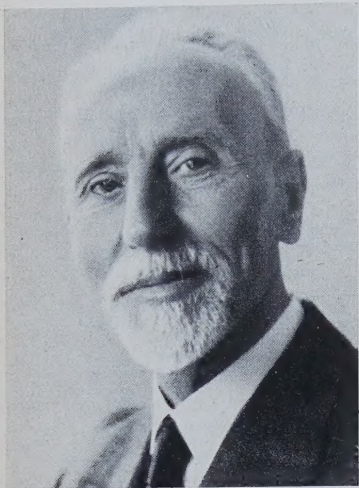
#### Schrifttum

- [1] Haack, J.: Breitbandverstärkung in Kurzwellenempfangsanlagen. Rohde & Schwarz-Mitt. Bd. 1 (1952) Nr. 1, S. 19 Teil I, Nr. 2, S. 83 Teil II
- [2] Fischer, K.: Elektronische Antennenverteiler. ELEKTRONISCHE RUND-SCHAU Bd. 9 (1955) Nr. 4, S. 144
- [3] Grenzempfindlichkeit einer Eingangsstufe im UKW- und Dezimeterbereich. Funktechn. Arbeitsbl. Vs 11
- [4] van Abbe, H. H., Dammers, B. G., u. Uitjens, A. W. G.: Noise of the Cascode Amplifier. Electronic Appl. Bull. Bd. 14 (1953) Nr. 10, S. 141





# In memoriam H. BARKHAUSEN



Prof. Dr. phil. Dr.-Ing. E. h.  
Heinrich Barkhausen  
\* 2. Dez. 1881 in Bremen  
† 20. Febr. 1956 in Dresden

Am 20. Februar 1956 verstarb im 75. Lebensjahr der emeritierte Professor mit Lehrstuhl für Schwachstromtechnik an der Technischen Hochschule in Dresden, Nationalpreisträger Prof. Dr. phil. Dr.-Ing. E. h. Heinrich Barkhausen.

Eine ganze Generation von Schülern, viele Fachkollegen und Freunde betrauern tief ergriffen den Tod dieses Gelehrten von Weltruf, eines hervorragenden Lehrers und eines wahrhaft gütigen Menschen; sie gedenken seiner mit größter Verehrung und zugleich Dankbarkeit, denn alle, die Barkhausen persönlich kannten, wissen, daß seine Persönlichkeit ein Vorbild in Forschung und Lehre war, wie es nur selten in solcher Harmonie anzutreffen ist.

H. Barkhausen, der als Sohn eines Landgerichtsdirektors in Bremen am 2. Dezember 1881 geboren wurde, interessierte sich schon früh für praktisch-technische Fragen. Nach dem Abitur nahm er das technische Studium an einer Hochschule auf, wechselte aber bald zur Physik über, da in jener Zeit das Studium dieses Fachgebietes seinem damaligen Streben, die wissenschaftlichen Probleme frei von ihrer technischen Verwertbarkeit zu studieren, mehr entgegenkam. So führte ihn das Studium der Physik an die Universitäten Berlin, München und Göttingen, wo er eine durch die Arbeiten namhafter Forscher bestimmte Blütezeit in Lehre und Forschung auf dem Gebiet der Physik erleben konnte. Das Ergebnis seiner eigenen Arbeiten über wesentliche Probleme der Erzeugung „schneller elektrischer Schwingungen“ legte Barkhausen als Assistent von H. Simon in Göttingen 1907 als Dissertation nieder. In dieser Arbeit kam als besonders bemerkenswert die geradezu als klassisch zu bezeichnende Fähigkeit und Arbeitsweise Barkhausens zum Ausdruck, die es ihm gestattete, für die verwirrende Fülle der bis dahin bekanntgewordenen Erscheinungen und die Vielzahl seiner eigenen Beobachtungen eine durch Einfachheit und Vollständigkeit gekennzeichnete grundsätzliche Erklärung zu geben.

Für die späteren Arbeiten ist das bereits in seiner Dissertation ausgesprochene Prinzip der Rückkopplung von hervorragender Bedeutung. Die technische Auswertung wurde in der folgenden Zeit nach der Schaffung der Elektronenröhre, an deren Untersuchung und Entwicklung Barkhausen maßgebend beteiligt war, als des idealen Steuerorgans für stetig veränderbare Ströme im großen Maßstab möglich. Die wissenschaftlichen Erkenntnisse, die in Barkhausens Dissertation niedergelegt waren, erregten beachtliches Aufsehen und waren Anlaß zu seiner vier Jahre dauernden erfolgreichen Industrietätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter der Siemens-Laboratorien.

Im Jahre 1911 übernahm Barkhausen dann anschließend an der Technischen Hochschule in Dresden den Lehrstuhl für Schwachstromtechnik und gründete dort das erste Schwachstrominstitut Deutschlands. In seinen Vorlesungen und Übungen zeigte er, daß in der Schwachstromtechnik eine andere Art der Gedankenführung zweckmäßig ist als in der damals dominierenden Starkstromtechnik. Er lehrte seine Fächer auf eine neue, ihm eigene Art. Die dabei entwickelten Grundlagen sind in der Folgezeit zum größten Teil zum Allgemeingut aller Schwachstromingenieure geworden, ohne daß man vielleicht dessen Ursprung bis in alle Einzelheiten verfolgen könnte.

Die Erweiterung der elementaren Zweipoltheorie in Richtung nicht-linearer Schaltelemente, die Formulierung der heute in aller Welt gebräuchlichen Röhrenkennwerte, ihre Zusammenfassung in der „Bark-

hausen-Gleichung“ und die grundlegenden Erkenntnisse über die Selbst-erregung von Schwingungen sind das eindeutige Verdienst Barkhausens. Ebenso tragen der Barkhausen-Effekt und die Barkhausen-Kurz-Schwingungen seinen Namen. Sein international anerkannter Vorschlag der subjektiven Lautstärkemessung und das „phon“ als Lautstärkeinheit sind Marksteine seiner akustischen Forschungen. Sein der Fachwelt unentbehrliches vierbändiges Werk über „Elektronenröhren“ hat ihm Weltruhm eingebracht. Auch in diesem Werk, das seine Entstehung einer von ihm 1918 verfaßten Dienstschrift über die systematische Untersuchung von Röhrenfragen verdankt, zeigt sich mit besonderer Deutlichkeit das hervorragende Geschick Barkhausens, die Vielfalt oftmals verwirrender Erscheinungen durch Aufstellung einfacher Gesetze auf einen gemeinsamen Ursprung zurückzuführen. Dieses vierbändige Werk Barkhausens über „Elektronenröhren“ wurde von ihm bis zu seinem Tode ständig ergänzt und überholt.

Barkhausen wurden höchste Auszeichnungen zuteil. In Japan wurde er als „Vater der japanischen Schwachstromtechnik“ gefeiert. Er war Träger des Nationalpreises, der Goldenen Heinrich-Hertz-Medaille und einer großen Reihe weiterer wissenschaftlicher Auszeichnungen, Mitglied der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin, der Sächsischen Akademie der Wissenschaften zu Leipzig, Ehrenmitglied der Rumänischen Akademie der Wissenschaften, Ehrenmitglied der Kammer der Technik, des Instituts der Japanischen Elektrotechniker, des Institute of Radio Engineers und der Acoustical Society of America.

So zahlreich auch die wissenschaftlichen Verdienste des Forschers und Gelehrten Barkhausen sind, darf hinter ihnen die Persönlichkeit Barkhausens nicht zurückgestellt werden. Wer den Vorzug hatte, Barkhausen als Lehrer und Persönlichkeit kennenzulernen, weiß, daß die Forscher- und Gelehrtentätigkeit nur die glanzvollere Seite von Barkhausens Lebenswerk widerspiegelt. Seine bescheidene Art liebte es nicht, wenn von ihm und seinen Erfolgen viel Aufhebens gemacht wurde.

Mit der gleichen Hingabe und Freude widmete sich Barkhausen dem Nachwuchs. Die große Zahl seiner Schüler, die hervorragende Wirkungskreise in der Industrie und Forschung errungen haben, legt Zeugnis ab von dem tiefgründigen und stets auf einfachste Lösungswege bedachten wissenschaftlichen Denken der „Barkhausen-Schule“ und von dem breiten, grundlegenden Wissen, das seine Vorlesungen, Übungen und sein unmittelbares, persönliches Einwirken vermittelt haben. Auch die Art seiner Praktika trug einen ganz neuen, eigenen Charakter und ist Vorbild geblieben für die schwachstromtechnischen Übungen an einer Reihe Technischer Hochschulen. Daß Barkhausen neben der Arbeit die Zeit und Lust fand, mit seinen Schülern Exkursionen zu veranstalten, die nicht nur fachlichen Zwecken, sondern auch dem geselligen Zusammenschluß dienten, zeigt ebenfalls die innere menschliche Verbundenheit mit seinen Schülern.

So konnte es nicht ausbleiben, daß in Barkhausen von seinen Schülern und Fachkollegen nicht nur sein einmaliges hohes Wissen und Können geehrt wurde, sondern darüber hinaus der Kreis seiner ehemaligen Schüler warmherzig mit ihm verbunden war. Viele seiner engsten Mitarbeiter hatten den Eindruck, daß ihm gerade die vielen, immer wieder in neuen Varianten bezeugten Bekundungen persönlicher Zuneigung die größte Freude bereiteten und als sicherstes Zeichen eines erfolgreichen Wirkens gelten durften.

Wenn Barkhausen es auch als Folge der Kriegereignisse, vor allem aber durch die Zerstörung Dresdens am 13. Februar 1945, erleben mußte, daß die Stätte seines Wirkens an der Technischen Hochschule in Dresden in Schutt und Asche gelegt wurde, so hatte er dennoch, schon in hohem Alter stehend, die Tatkraft nicht verloren, um bald nach dem Ende des Krieges und dem beginnenden Neuaufbau der Technischen Hochschule Dresden seine Lehrtätigkeit wiederaufzunehmen.

Der schnelle Aufbau der Technischen Hochschule Dresden und besonders die durch ihn zu Berühmtheit gelangte Lehrstätte fanden Barkhausen auch noch als Emeritus inmitten seiner ihn hoch verehrenden Kollegen. Es war für ihn Ehrensache, die wissenschaftlichen Kolloquien ebenso wie die Sitzungen der Fakultät für Elektrotechnik regelmäßig zu besuchen. Noch im Amt stehend, durfte er es erleben, daß an der Technischen Hochschule Dresden ein neues, den modernen Forderungen entsprechendes Institut für das Gesamtgebiet der sich rasch entwickelnden Schwachstromtechnik errichtet wurde, das zu seinen Ehren als dem „Vater der Schwachstromtechnik“ mit dem Namen „Barkhausenbau“ belegt wurde.

Der Tod hat Barkhausen, den Gelehrten und Forscher von Weltruf, den Lehrer und die Persönlichkeit von hervorragenden Eigenschaften, aus unserer Mitte gerissen. Sein Bild aber wird fortleben in den Herzen seiner Fachkollegen, seiner Schüler und Freunde.

—/



# Verzögerte Rückkopplung als Mittel der Stimmforschung

DK 534.785:534.852."763"

Die menschliche Fähigkeit, artikulierte Sprache hervorzubringen, hängt nicht allein davon ab, ob die Phonations- und Artikulationsorgane funktionstüchtig und für ihre Aufgaben hinreichend geübt sind, sondern ebenso sehr von der guten Beschaffenheit des Schallsinnesorgans des Sprechenden. Versagt dieses oder wird seine Funktionsfähigkeit künstlich beeinträchtigt, so kommt es zu mehr oder weniger starken Phonations- und Artikulationsstörungen, die in schweren Fällen die Sprache vollkommen unkenntlich machen können.

## 1. Der Lee-Effekt

Ein sehr wirksames Verfahren, durch technische Mittel die Steuerung des Sprechvorgangs durch das Ohr zu beeinflussen, ist die von B. S. Lee [4, 5] erstmals im Jahre 1950 angewendete verzögerte phonoakustische Rückkopplung. Eine geeignete Versuchsanordnung zur Demonstration der — seitdem als „Lee-Effekt“ bezeichneten — Phänomene ist in Abb. 1 skizziert. Während die eigene Stimme normalerweise das Ohr des Sprechenden auf zwei Wegen, nämlich im Innern des Schädels durch Knochenleitung und um den Schädel herum durch Luftleitung, erreicht, ist bei der abgebildeten Versuchs-

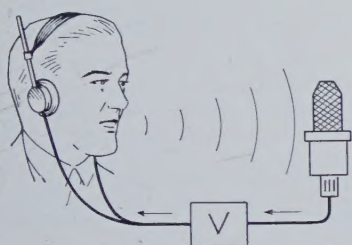


Abb. 1. Versuchsanordnung zur phonoakustischen Rückkopplung. Die eigene Sprache wird den Ohren des Sprechenden über ein Mikrofon, einen Verzögerungsmechanismus (mit gleichzeitiger Verstärkung) V u. einen Kopfhörer dargeboten

anordnung der Luftleitungsweg durch einen gut sitzenden Kopfhörer (mit Schaumgummikissen) weitgehend versperrt. Der Stimmklang erreicht das Ohr außer durch unmittelbare Knochenleitung nur auf dem Umweg über ein Mikrofon und einen vor den Kopfhörer geschalteten Verstärker V. Diese Maßnahme allein hätte für das sprechende Subjekt noch keine wesentlichen Folgen. Die Situation ändert sich jedoch völlig, wenn man den Verstärker V so ausbildet, daß er nicht nur verstärkt, sondern zugleich auch den vom Mikrofon kommenden elektrischen Schwingungsvorgang um einen meßbaren Betrag verzögert. Praktisch kann das beispielsweise dadurch geschehen, daß man an die Stelle V in Abb. 1 ein Magnetongerät bringt, das über simultane Aufsprech- und Abhörmöglichkeit (d. h. räumlich getrennten Sprech- und Hörkopf) verfügt. Bei einem Abstand  $D$  zwischen den beiden Köpfen und einer Bandgeschwindigkeit  $v$  ergibt sich dann eine zeitliche Verzögerung

$$\Delta t = D/v$$

zwischen Aufsprechen und Wiedergabe.

Während bei  $\Delta t \ll 0,1$  s und  $\Delta t \gg 1$  s das Sprechvermögen der Versuchspersonen (Vpn.) im Mittel nicht nennenswert beeinträchtigt wird, zeigen sich in dem dazwischenliegenden Verzögerungsgebiet Phonations- und Artikulationsstörungen, verbunden mit zentralen Einflüssen, die besonders ausgeprägt im Bereich zwischen 0,1 und 0,2 s in Erscheinung treten. Indes ist die Wirkung nicht bei allen Vpn. gleich stark. Neben sehr resistenten Typen (von Schwerhörigen abgesehen) findet man labile Typen, bei denen die verzögerte Rückkopplung zu einer überraschend schweren Beeinträchtigung des Sprechvermögens führt.

Zur Technik der Exploration ist zu bemerken, daß die Vpn. den Kopfhörer dauernd aufbehalten und daß auch der Verstärker dauernd eingeschaltet bleibt, so daß die Rückkopplungsbedingungen sich während des ganzen Tests in energetischer Hinsicht nicht verändern. Geändert wird lediglich die Verzögerungszeit. Sie kann vom Versuchsleiter (VL)

sprunghaft zwischen 0 und 85 ms bzw. 170 ms geändert werden, ohne daß die Vp. sehen kann, wann diese Änderung vorgenommen wird.

## 2. Wirkungen des Lee-Effekts auf Stimme und Sprache

Von den im spontanen Sprechversuch auftretenden Fehlleistungen wird der Außenstehende ohne gleichzeitige akustische Vorführung vermutlich dann am ehesten einen Eindruck gewinnen können, wenn ihm die schriftliche Fixierung eines Gesprächs zugänglich gemacht wird. Auf Seite 92 ist ein solches Testprotokoll in orthographischer Schreibweise wiedergegeben, um auch demjenigen, der mit der phonetischen Transkription nicht vertraut ist, eine Vorstellung von den lautsprachlichen Eigentümlichkeiten einer unter der Wirkung des Lee-Effekts stehenden Vp. zu vermitteln<sup>1)</sup>. Lediglich der „Murmervokal“ (wie in „Gabe“) wird in Interjektionen durch sein phonetisches Zeichen  $\text{ə}$  wiedergegeben. Sprechpausen sind durch — angedeutet. Die fettgedruckten Zahlen verweisen auf die Bemerkungen in Abschnitt 2.1.

### 2.1 Auswertung des Testprotokolls

Das angeführte Testprotokoll ist als besonders bemerkenswert aus den Ergebnissen von Testen an mehr als 100 Vpn. ausgewählt worden. Es zeigt in seltener Vollständigkeit nahezu alle Phänomene, die unter der Wirkung des Lee-Effekts überhaupt auftreten. Zwei Erscheinungen müssen indes gesondert vorangestellt werden, die aus dem mitgeschriebenen Text allein nicht erkannt werden können: das Ansteigen der Stimmfrequenz und die Verminderung des Sprechtempos unmittelbar nach dem Einschalten der Verzögerung.

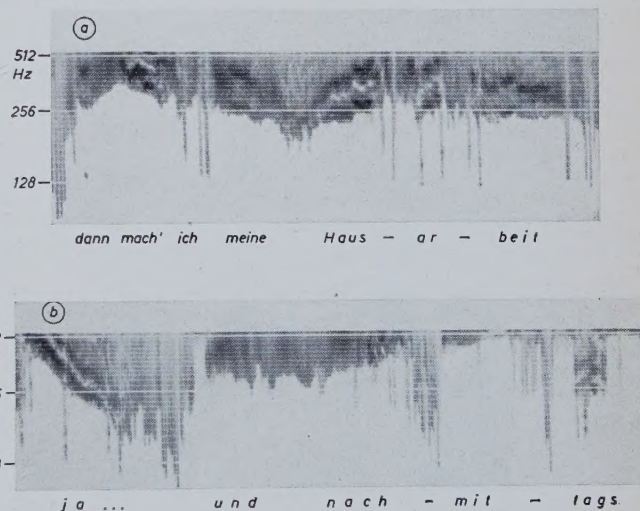


Abb. 2. Verlauf der Sprechtonhöhe, (a) beim normalen Sprechen, (b) unter dem Einfluß des Lee-Effekts

Eine merkliche Erhöhung der Sprechstimmlage (Lombard-Effekt [6]) wurde nur bei wenigen Vpn. beobachtet. Die nach der Methode von Grützmaier und Kallenbach aufgenommenen Tonhöhendigramme der Abb. 2 zeigen einen besonders krassen Fall. Die normale Stimmfrequenz der weiblichen Vp. ging nach dem Einschalten der Verzögerung ( $\Delta t = 85$  ms) bei den Silben „mittags“ um etwa eine Oktave in die Höhe.

Für die Verminderung des Tempos möge Abb. 3 ein Beispiel liefern. Sie zeigt die mit einem Visible-Speech-Gerät (Sonograph) registrierten Zeit-Frequenz-Spektrogramme einer ohne Instrumentalbegleitung

<sup>1)</sup> Die Exploration wurde von Dr. P. Miron, die phonetische Analyse von G. Heike durchgeführt



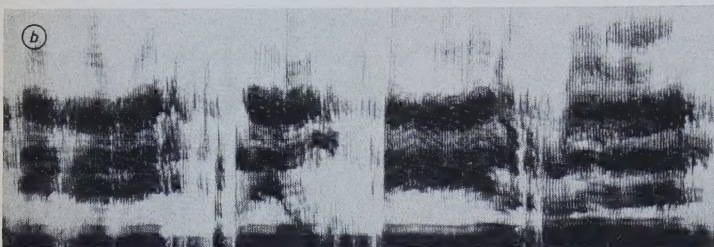
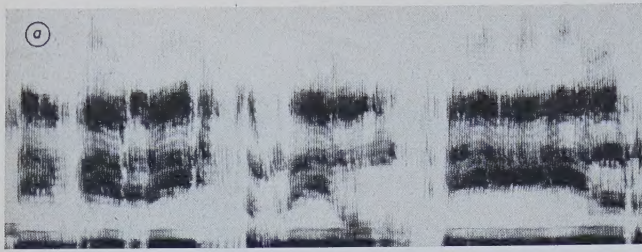


Abb. 3.  
Visible-Speech-Diagramme einer ohne Instrumentalbegleitung gesungenen Passage (Mozart, Entführung); (a) normal, (b) unter dem Einfluß des Lee-Effekts

gesungenen Passage, (a) bei normalem Singen und (b) unter dem Einfluß des Lee-Effekts [7]. Der an sich starke Zwang des musikalischen Tempos vermochte nicht, den Einfluß der verzögerten Rückkopplung unschädlich zu machen; der Lee-Effekt rief eine Tempoverminderung um rund 15% hervor.

Die Wirkung des Lee-Effekts auf die lautliche Seite des Sprechvorgangs läßt sich schematisch in einen mehr peripheren (phonatorisch-artikulatorischen) und einen mehr zentralen Zweig aufspalten. Für beide finden sich in dem mitgeteilten Testprotokoll Beispiele.

## 2.11 Periphere Wirkungen

Sehr häufig werden Laute, Silben oder ganze Wörter wiederholt. Diese parasitären Gebilde folgen den sie auslösenden Lauten, Silben oder Wörtern in einem zeitlichen Abstand, der ein wenig größer ist als das Verzögerungsintervall  $\Delta t$ . Abb. 4 zeigt dieses Phänomen am Beispiel 29 des Testprotokolls. Konsonantenwiederholung findet sich

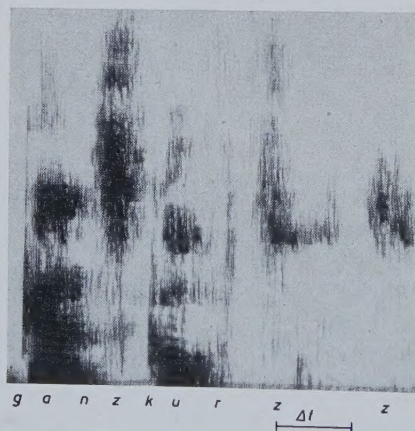


Abb. 4.  
Visible-Speech-Diagramm der Bildung eines parasitären z-Lautes; der Abstand zwischen beiden z ist etwas größer als das Verzögerungsintervall  $\Delta t = 170$  ms

ferner im Beispiel 17, Vokalwiederholung (die klanglich die Wirkung eines abnorm verlängerten Vokals hat) in 1, 2, 20, 26, 30, 31 und 36. Mitunter kommt es vor, daß der vokalische Gipfel einer Silbe dem Vokal der folgenden Silbe seine spektrale Struktur aufzwingt und ihn dadurch verfälscht 12. Der Vokal einer betonten Silbe kann zu entstellenden Vokaleinschüben führen 5, 6, 8, 35.

Der Zwang zur Silben- oder Wortwiederholung geht fast immer von einem Vokal aus 3, 7, 14, 18, 22, 24, 33; seltener wird ein initialer Konsonant in die Wiederholung hineingenommen 23, und wo man ihn findet, ist er gelegentlich in Richtung auf das nachfolgende Wort (z. B. dessen Anfangskonsonanten) verändert 23, 32. Parasitäre Vo-

## Beispiel für einen Test mit verzögerter phono-akustischer Rückkopplung

Vl. = Versuchsleiter, Vp. = Versuchsperson. Die unter dem Einfluß des Lee-Effekts stehenden Antworten der Vp. sind kursiv gedruckt. Der Einschaltzeitpunkt der Verzögerung ist durch \* gekennzeichnet.  $\Delta t = 170$  ms.

Vl.: „Herr X., Sie arbeiten doch im elektronischen Studio?“

Vp.: „Ja, ja, ja.“

Vl.: „Könnten Sie mir erzählen, wie das so aufgebaut ist?“

Vp.: „Wie es aufgebaut ist? Ja. Es ist, *a*, handelt sich beim elektronischen Studio um eine ganz normale Schallaufnahmeeinrichtung, die aber durch einige \* Zusätze 1, *aha!*, *wunderbar!*, *ja*, die durch einige Zusätze 2, *a*, für *besondere* 3 Aufgaben hergerichtet — 4 wird, *na*. Verdammt 5 *normal!*“

Vl.: „Und, ja, können Sie Näheres darüber sagen?“

Vp.: „Ja, soweit wie, *ng*, benutzen wir zum Zwecke der Klangproduktion eine Klangscheife, \* verbunden mit einem Kopierkopf, der die Eigenschaft hat, *a*, das *vorher* 6 Aufgesprochenene 7 immer *wiedriger* 8 *aufs eigene* Wainan 9 zurück — 10 [lacht gezwungen].“

Vl.: „Jaa?“

Vp.: „Aufs eigene Band zurückzuführen, ja. Es ist unwahrscheinlich, man kommt gar nicht mit klar, — bei aller Konzentration!“

Vl.: „Ja, was empfinden Sie so?“

Vp.: \* „Bei die- bei dieser 11 *Sacha* 12 —“

Vl.: „Ja, bei dieser Sache.“

Vp.: [atmet hörbar aus] \* „Weil Sie *nor-* 13, Sie hören *normalerwei-* 14, 15, es ist *un-*, ist *unmöglich!* 16, 17 Sie hören *normalerwei-* 18, 19“

Vl.: (sucht zu helfen) „-se, ja, *weise*“

Vp.: \* „Sie hören *normaalerwa-* 20, 21“

Vl.: „weise, ja“

Vp.: [lacht gezwungen] \* „Sie hören [skandierend:] *normalerwei-se* 22 immer das, was was 23 ich spreche 24, 25, ja, und jetzt werden Sie irritiert 26 durch das, was Sie im Kopfhörer verzögert 27 hören, ja —“

Vl.: „Fällt Ihnen das sehr schwer?“

Vp.: „Sehr schwer, ja. \* Also ich meine *geine* 28, ganz kurz 29, wenn Sie je 30 überlegen 31, was Sie sprechen wollen, *na*, und sprechen das was 32 Ganz schnell *hinintana-* 33 *hinteinander* 34, jaa, dann klapptat 35 es, wenn Sie aber überlegen 36, dann stottern- stottern- [skandierend:] *stot-tern-Sie!* 37“

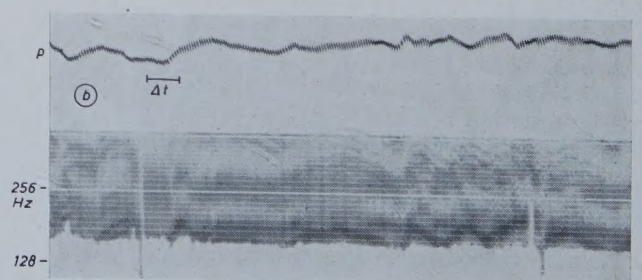
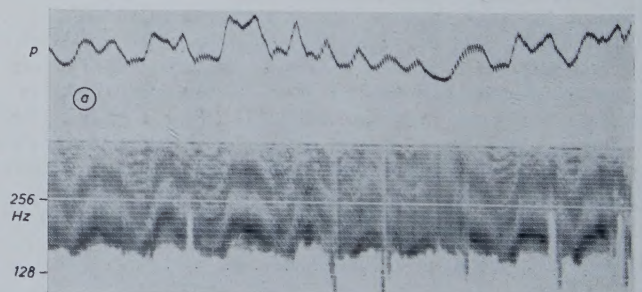


Abb. 5. Wirkung des Lee-Effekts auf das Vibrato einer geschulten Singstimme; (a) unbeeinflusste Singstimme, oben Vibrato des Schalldrucks *p*, darunter Vibrato der Stimmfrequenz; (b) die gleichen Diagramme nach Einschalten der verzögerten Rückkopplung. Verzögerungsintervall  $\Delta t = 85$  ms



kale können das ganze Wortgefüge unverständlich werden lassen; so würde man, läge nicht die ungestörte Formulierung nach Ausschalten der Verzögerung vor, aus der Wortbildung „Wainan“ 9 wohl kaum schließen können, daß „Band“ gemeint ist.

## 2.12 Zentrale Wirkungen

Die zu beobachtenden Effekte haben Ähnlichkeit mit konstitutionell verankerten Sprachstörungen, insbesondere dem Poltern (cluttering) [6]. Sie äußern sich vorzugsweise in Wiederholungen (erneuten „Anläufen“) 11, 13, 16, 34, 37, Wortfindungsstörungen 4, 10 und Wortformungsschwierigkeiten 15, 19, 21. Gelegentlich gerät das ganze Gefüge des gedanklichen Ablaufs in Unordnung, etwa dergestalt, daß eine Satzkonstruktion anders fortgeführt wird, als sie intendiert wurde. Ein Beispiel ist die Kontamination 25; beabsichtigt war zunächst, wie die Fortführung zeigt: „Sie hören normalerweise immer das, was Sie sprechen . . .“; in diese Bildung wird unvermittelt eine Konstruktion in der 1. Person Singular eingeschaltet: „das, was ich spreche“.

## 2.2 Deutung des peripheren Effekts

Die überraschend große Zahl von parasitären Laut-, Silben- und Wortschüben wird zu einem Teil verständlich, wenn man erfährt, daß die Phonation durch die Tätigkeit der Hörzentren des Gehirns geregelt wird. Husson hat gezeigt, daß nicht — wie man früher angenommen hatte — die Atemluft die treibende Kraft für die Schwingungen der Stimmlippen ist, sondern daß der Atemluftstrom nur einen durch den pulsierenden Stimmritzen-Querschnitt geschwindigkeitsmodulierten „Träger“ darstellt. 1953 konnte Moulouguet durch Untersuchungen am lebenden Menschen bestätigen, daß die Stimmlippen auch ohne Lungenluftstrom allein durch die ihnen vom Recurrens zugeleitete neural-rhythmische Tätigkeit in Schwingungen versetzt werden können [8]. Der Anfangsreiz für die Stimmlippen kann dabei durch die Hörzentren in Gang gesetzt werden, so daß verständlich wird, in welchem außerordentlichem Maße die Phonation durch akustische Reize beeinflussbar ist. Man wird erwarten, daß die Rückkopplung über das Perzeptionsorgan (Ohr) auf den Schallgenerator (Stimmlippen) je nach den Dämpfungs- und Phasenverhältnissen im Rückkopplungsstadium stabilisierend oder entstabilisierend wirkt. Beide Möglichkeiten sind für den speziellen Fall der Frequenzstabilität von Dawe und Deutsch experimentell verifiziert worden [2]. Die bereits bei nur angenähert gegenphasiger Rückkopplung einsetzende Verringerung spontaner Amplituden- und Frequenzschwankungen läßt sich besonders eindrucksvoll am Beispiel des für die geschulte Singstimme charakteristischen Amplituden- und Frequenzvibratos (6...7 Hz) aufzeigen. In Abb. 5 sind die Tonhöhenkurven eines solchen Versuchs wiedergegeben. Die normalerweise sehr ausgeprägten periodischen Schalldruck- und Schallfrequenz-Schwankungen (a) verschwinden nach Einschalten der verzögerten Rückkopplung ( $\Delta t = 85$  ms) fast vollständig (b). Der Effekt ist auch gehörmäßig leicht wahrzunehmen; die Singstimme verliert ihren ursprünglichen Glanz.

Aus der Tatsache, daß für den Lee-Effekt Zeitverzögerungen von 0,1 bis 0,2 Sekunden besonders wirksam sind, kann man folgern, daß die Kohärenz zwischen ausgesandter und empfangener Schallwelle eine Rolle spielt. Diese Vermutung wird durch Tests mit nichtkohärentem Schall bestätigt. So konnten Cherry und Mitarbeiter zeigen [1], daß durch laute Sinustöne, die den Ohren der Vpn. dargeboten wurden, nicht nur kein Lee-Effekt entstand, sondern ursprünglich vorhandene Sprechstörungen sogar verringert wurden. Andererseits hängt die zwangsweise exogene Auslösung von Lauten oder Lautgruppen offenbar von einer dispositionellen Bereitschaft der Phonations- und Artikulationsorgane ab, denn bereits bloßes Mitsprechen von aural (über Kopfhörer) dargebotener Sprache gelang kaum [10], zur großen Verwunderung der Vpn., die des festen Glaubens waren, exakt mitgesprochen zu haben. Das Gehörte wird also fälschlich mit dem Gesprochenen identifiziert.

## 3. Praktische Anwendungen

Die Wirkung des Lee-Effekts ist nicht auf die Spontansprache beschränkt. Auch beim Vorlesen von Texten wird die Stimme in der Regel lauter und höher, und das Sprechtempo verringert sich. Man kann den Lee-Effekt deshalb als Mittel zur Prüfung der Hörschärfe benutzen. Da die Daten für Normalhörende bekannt sind [9], können

Simulanten leicht entlarvt werden; nur bei echter Schwerhörigkeit bleibt der Lee-Effekt aus. Statt die Vp. sprechen zu lassen, kann man sie auch auffordern, z.B. regelmäßige Folgen von 3 Punkten zu klopfen oder eine rasche Tonfolge auf dem Klavier zu spielen; auch hier wird der Lee-Effekt wirksam, wenn man die unmittelbare Kontrolle des manuellen Prozesses durch das Ohr unterbindet (vgl. [3]).

Ein weiteres Anwendungsgebiet des Lee-Effekts eröffnet sich möglicherweise in der psychiatrischen Diagnose; nach Spilka [11] erlaubt die persönlichkeitspezifische Wirkung des Lee-Effekts, u.a. schizoide und paranoide Tendenzen zu erkennen. Die Einfachheit der erforderlichen experimentellen Vorbereitungen ermutigt jedenfalls zu weiteren Untersuchungen.

## Schrifttum

- [1] Cherry, E. C., Sayers, B. McA., u. Marland, P. M.: Experiments on the Complete Suppression of Stammering. *Nature* Bd. 176 (1955) S. 874—875
- [2] Dawe, P. G. M., u. Deutsch, J. A.: An Audio-Frequency Meter for Graphing Frequency Variations in the Human Voice. *Electron. Engng.* Bd. 27 (1955) Nr. 323, S. 2—6
- [3] Kalmus, H., Denes, P., u. Fry, D. B.: Effect of Delayed Acoustic Feedback on Some Non-Vocalic Activities. *Nature* Bd. 175 (1955) S. 1078
- [4] Lee, B. S.: Some Effects of Side-Tone Delay. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 22 (1950) S. 639—640
- [5] Lee, B. S.: Effects of Delayed Speech Feedback. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 22 (1950) S. 824—826
- [6] Meyer-Eppler, W., u. Luchsinger, R.: Beobachtungen bei der verzögerten Rückkopplung der Sprache (Lee-Effekt). *Fol. Phoniatri.* Bd. 7 (1955) S. 87—99
- [7] Meyer-Eppler, W.: Experimentelle Untersuchungen zum Mechanismus von Stimme und Gehör in der lautsprachlichen Kommunikation. Forschungsbericht Nr. 221 d. Wirtschafts- und Verkehrsministeriums Nordrhein-Westfalen, Köln und Opladen 1955, Westdeutscher Verlag
- [8] Panconcelli-Calzia, G.: Hussons Lehre von der zerebralen Erzeugung der Stimmlippenschwingungen. *Revue de Laryngologie* Bd. 76, Suppl. Nov. 1955, S. 659—665
- [9] Peters, R. W.: The Effect of Changes in Side-Tone Delay and Level upon Rate of Oral Reading of Normal Speakers. *J. Speech and Hearing Disorders* Bd. 19 (1954) S. 483—490
- [10] Poulton, E. C.: Simultaneous and Alternate Listening and Speaking. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 27 (1955) S. 1204—1207
- [11] Spilka, B.: Relationships between Certain Aspects of Personality and Some Vocal Effects of Delayed Speech Feedback. *J. Speech and Hearing Disorders* Bd. 19 (1954) S. 491—503

## FUNK-TECHNIK

RADIO · FERNSEHEN · ELEKTRONIK

brachte in den Aprilheften u. a. folgende Beiträge:

### 1. Aprilheft 1956 (Nr. 7)

Verfeinerte Technik in neuen Autosupern  
Das UKW-Drehfunkfeuer  
Das Magnetophon »KL 65«  
Bausteintechnik in Omnibus-Lautsprecheranlagen  
Ein Amateur-Kleinsuper mit Quarzfilter  
Abhör- und Wechselsprechanlage  
Salon de la Pièce Détachée 1956 Paris  
Wirtschaftlicher Fernservice

### 2. Aprilheft 1956 (Nr. 8)

Spitzensuper mit 9/14 Kreisen und 11 (+1) Röhren  
Fernsehtuner für Weitempfang  
Das UKW-Drehfunkfeuer  
Bemessung von Dreikreis-Quarzfiltern  
Stromtorsteuerung  
Lautsprecher mit neuartigen Membranen  
Einfache Methode zur Bestimmung der Rauschzahl

Von Sendern und Frequenzen • Kurznachrichten • Zeitschriftendienst

Beilagen: Der HF-Teil des Fernsehempfängers • ABC der UKW- und Fernsehantennen • Wanderfeldröhren • Verlustbehaftete Schwingungskreise

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde





Abb. 1. Impulsschallgerät mit Monitor

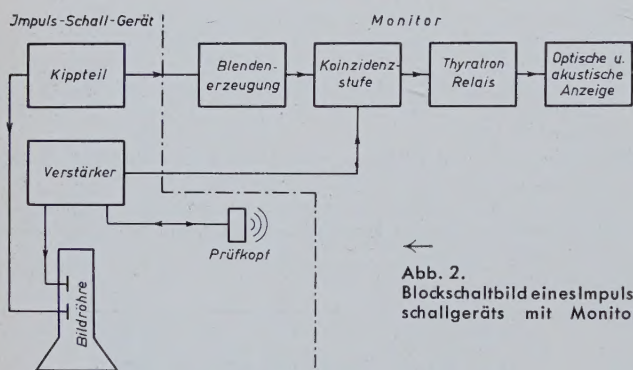


Abb. 2. Blockschaltbild eines Impulsschallgeräts mit Monitor

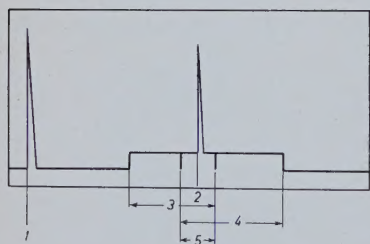
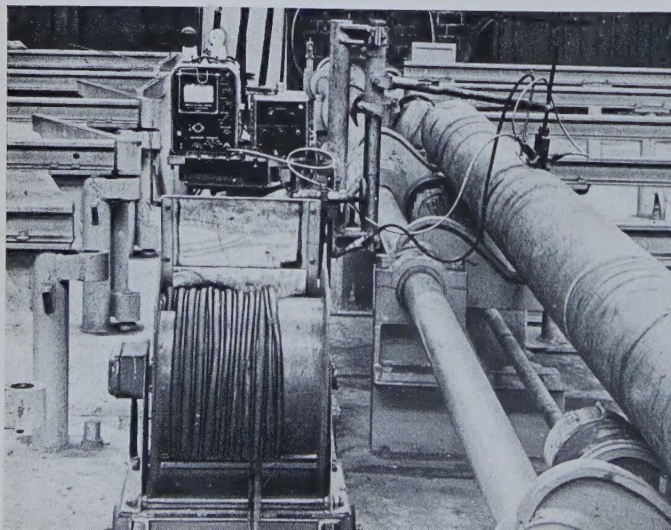


Abb. 3. Schirmbild-Schema bei der Toleranzprüfung mit 2 Monitoren. 1 = Ausgangsecho, 2 = Rückwandecho, 3 = Blende des 1. Monitors, 4 = Blende des 2. Monitors, 5 = Toleranzbreite



Die mit der Entwicklung der Technik steigenden Anforderungen an die Fehlerfreiheit der Werkstoffe verschafften der zerstörungsfreien Werkstoffprüfung mit Ultraschall als einer universellen, zeit- und kostensparenden Prüfmethode in den letzten Jahren sehr rasch und auf breiter Basis Eingang in die Betriebe. Dabei war es vor allem auch die überraschend gute Anpassungsfähigkeit des Prüfverfahrens selbst an verhältnismäßig komplizierte Werkstückformen, die seiner Anwendung neue Gebiete erschloß. Die hohen Anforderungen an die Betriebssicherheit von Bauteilen bringen es mit sich, daß man sich mit einer Werkstoffkontrolle des Rohmaterials oder der Halbfabrikate nicht immer begnügen kann, sondern auch die durch die Fertigungsprozesse selbst möglicherweise verursachten Fehler, wie Härterisse o. dgl., mit berücksichtigen muß. Hier bewährte sich die Anpassungsfähigkeit des weiterentwickelten Ultraschallprüfverfahrens. Diese Prüfmethode, ihre Wirkungsweise, ihr elektronischer Aufbau und die Anwendung eines Impuls-Schall-Gerätes wurden in der ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU Bd. 9 (1955), Nr. 6, S. 238 bis 241, beschrieben. Als Erinnerung hieran mag eine kurze Beschreibung der Wirkungsweise dienen:

Kurze Spannungsimpulse regen einen elektro-akustischen Wandler (Prüfkopf) in seiner Eigenschwingung an (Prüfkopf wählbar für 0,25 bis 6 MHz). Diese Impulse erscheinen auf dem Schirm einer Braunschen Röhre als Zacke am Nullpunkt der Zeitlinie. Der Ultraschallimpuls wird über eine Kopplungsschicht in den Prüfling hineingesandt und pflanzt sich in ihm mit bekannter Schallgeschwindigkeit fort. An jeder Grenzschicht zwischen Material verschiedener Schallhärte (Schallgeschwindigkeit  $\times$  Dichte) erfolgt Reflexion (für Metall/Luft nahezu 100% der Schallenergie) des Wellenzuges annähernd nach den Gesetzen der geometrischen Optik. Der reflektierte Impuls gelangt wieder in den Prüfkopf, die mechanische Schwingung wird in elektrische umgesetzt und der Spannungsimpuls an einer der Laufzeit des Wellenzuges entsprechenden Stelle der Zeitachse der Bildröhre als Zacke (Echo) abgebildet. Die Zeitachse kann in Längeneinheiten geeicht werden, da die Schallgeschwindigkeit bekannt ist. Beim gesunden Stück erscheint also nur eine Zacke in Entfernung der Rückwand (bzw. vollem Umlauf beim Rohr), während ein Fehler als Zacke zwischen Ausgangsimpuls und Rückwandecho erscheint. So ist eine genaue Lagebestimmung des Fehlers möglich. Bei Verwendung von Schubwellen läßt sich der Schall auch unter einem Winkel einstrahlen.

### 1. Warngerät (Monitor)

Um den Prüfer von der Beobachtung des Leuchtschirmes zu befreien und damit bei Serienprüfungen die Prüfgeschwindigkeit zu erhöhen, wurde ein Zusatzgerät entwickelt, das Fehler optisch und akustisch anzeigt. Dieses Gerät — der Monitor — blendet einen der zu prüfenden Zone des Werkstückes entsprechenden Teil der Zeitachse aus und spricht an, sobald ein Impuls in die Blende fällt.

Ein Multivibrator des Monitors ist mit der Impulsfolgefrequenz des Impuls-Schall-Gerätes synchronisiert. Die regelbare Verzögerung vor dem Multivibrator ermöglicht die Verschiebung der Blende auf der Zeitachse, während die Blendenbreite mit der Zeitkonstanten des Multivibrators einstellbar ist. Fällt ein Spannungsimpuls mit der Blende zusammen, so wird über eine Koinzidenzstufe durch ein Thyratron das Relais für den Signalstrom angezogen. (Abb. 2).

Ein weiteres Anwendungsgebiet des Monitors ist die Toleranzprüfung (vgl. Abb. 3). Dazu benutzt man 2 Monitoren, indem man ihre Blenden auf dem Leuchtschirm so überlagert, daß die Mitte des Überlagerungsgebietes dem Sollmaß und die Breite der Toleranzweite entspricht.



Abb. 4. Impulsschallgerät mit Monitor zur kontinuierlichen Prüfung von Röhren



Das Echo eines maßhaltigen Stückes bringt beide Monitoren zum Ansprechen. Bei einem nicht maßhaltigen Stück spricht nur ein Monitor an und gibt damit an, ob das Sollmaß über- oder unterschritten ist. Hierdurch ergibt sich über die Prüfung hinaus die Möglichkeit des Sortierens nicht maßhaltiger Stücke, von denen ein Teil gegebenenfalls noch nachbearbeitet werden kann.

## 2. Registrier-Monitor

Bei einer kontinuierlichen Prüfung — z. B. indem Rohre am Prüfkopf vorbeigezogen werden (Abb. 4) — ist eine selbsttätige Fehlerregistrierung erwünscht. Diese gestattet es, die Anlage während der Prüfdauer ohne Beobachter arbeiten zu lassen, und man erhält außerdem ein Prüfdokument in Form des Registrierstreifens (Abb. 5 und 6).

Die Spannung des in die Monitorblende fallenden Fehlerecho-Impulses wird gemessen und mit ihr der Stift des Schreibers entsprechend ausgelenkt. Der Papiervorschub des Schreibers ist mit dem Prüfvorgang mechanisch synchronisiert. Der Registrierstreifen dokumentiert den Prüfvorgang bezüglich 1. Lage der Fehler, 2. Fehlerausdehnung und 3. Höhe des Fehlerechos.

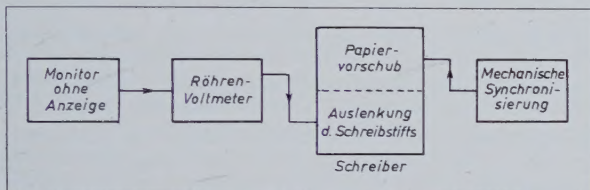


Abb. 5. Blockschaltbild des Registrier-Monitors mit mechanischer Synchronisierung der Prüfkopfabtastbewegung mit dem Registrierstreifenvorschub

## 3. Umschaltgerät (Frequenzteiler)

Oft ergibt sich die Notwendigkeit einer automatisierten Prüfung unter gleichzeitiger Verwendung mehrerer Prüfköpfe, z. B. bei einem Schienenprüfgerät (Abb. 7).

Der Prüfer schiebt das Schienenprüfgerät vor sich her, das beide Schienen gleichzeitig auf verschiedene Fehler (z. B. auf Laschenlochanrisse mit senkrechter und auf Nierenbrüche mit Winkel-Einschaltung) prüfen muß. Es gilt also, die Prüfköpfe reihum so kurzzeitig an das Gerät anzuschalten, daß die „tote Zeit“ eines Prüfkopfes kürzer ist als die Zeit, in der das Schallbündel den kürzesten, noch nachzuweisenden Fehler überstreicht. Hiernach wird die Impulsfolgefrequenz bemessen. Man teilt jeden Prüfkopf in nebeneinanderliegende Sender und Empfänger ( $Q_s$  und  $Q_e$ , Abb. 8). Das Umschaltgerät (Frequenzteiler) teilt jedem Prüfkopf über eine eigene Sendestufe aus der Impulsfolge nacheinander die gleiche Anzahl von Impulsen zu. Gleichzeitig werden die Impulse auf ebenso viele Schaltstufen gegeben, die bei Koinzidenz mit aus den entsprechenden Empfängern über Verstärker und Monitor kommenden Impulsen die Relais der zugeordneten Anzeigen schalten. Jede Schalt- (und Koinzidenz-)Stufe schaltet außerdem eine akustische Anzeige. Die letztere meldet dem Prüfer das Auftreten eines Fehlers, während die optische Anzeige ihm sagt, in welcher der beiden Schienen der Fehler liegt und welcher Art er ist.

Dieses Prüfverfahren läßt sich weiter vervollkommen: Man gibt die optischen Anzeigen auf einen synchron mit der Bewegung des Prüfwagens abrollenden Film und erhält so eine genaue, dokumentarische Übersicht über die Beschaffenheit der geprüften Strecke. Dadurch wird die Prüfung von Gleisstrecken äußerst rasch, bequem und kostensparend durchführbar. Man gewinnt damit ein Höchstmaß an Verkehrssicherheit.

Abb. 8. Blockschaltbild, z. B. eines Schienenprüfgerätes mit Erkennbarkeit von 4 gleichzeitig an verschiedenen Stellen eines abgetasteten Werkstückprofils möglichen Fehlern und optischer Signalisierung der vorhandenen Fehlerstelle



Abb. 6. Registrier-Monitor zur dokumentarischen Fixierung des Prüfvorgangs hinsichtlich Lage der Fehler, Fehlerausdehnung und Höhe des Fehlerechos

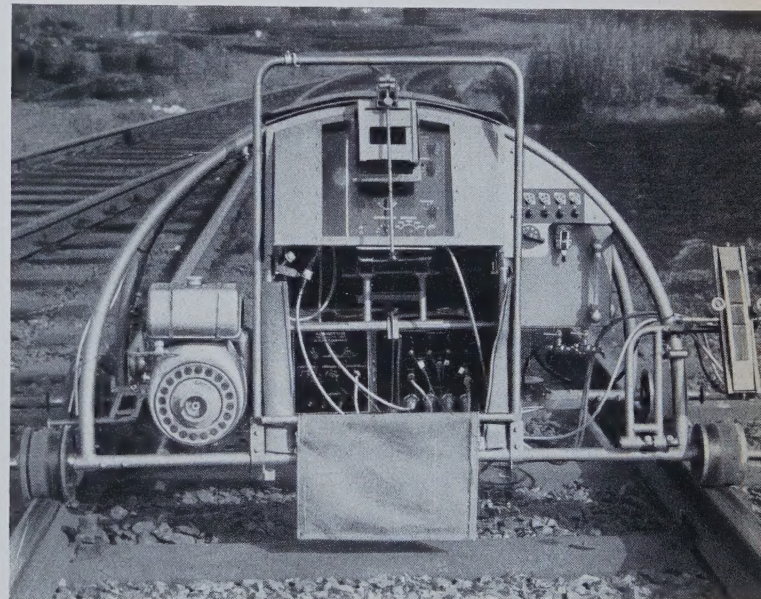
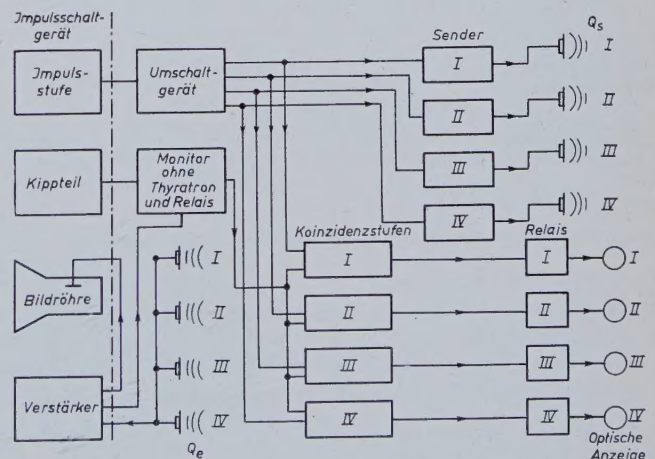


Abb. 7. Schienenprüfgerät. Das Auftreten eines Fehlers wird durch akustisches Signal, seine Lage in der rechten oder linken Schiene durch optisches Signal angezeigt





### 1. Historisches

Infolge des Durchgangs von elektrischem Strom auftretende Erosionserscheinungen an metallischen Werkstoffen sind bereits über hundert Jahre bekannt. In der Praxis zerstören sie die Kontakte von Schalteinrichtungen. Untersuchungen der Lebensdauer von elektrischen Schalteinrichtungen brachten B. R. und N. I. Lasarenko auf den Gedanken, den Vorgang für die Metallbearbeitung nutzbar zu machen. Diese Idee führte zur Entdeckung der elektro-erosiven Metallbearbeitung durch die beiden Forscher. Trotz der kurzen Zeitspanne seit der Entdeckung betriebsmäßig anwendbarer Verfahren im Jahre 1943 hat sich die elektro-erosive Metallbearbeitungsmethode in der Industrie fest eingebürgert. Das im folgenden behandelte ist eines dieser heute schon weit verbreiteten Metallbearbeitungsverfahren. Man unterscheidet bereits eine ganze Anzahl elektrischer und elektrochemischer Methoden. Bei der Lösung der Probleme, die mit der Möglichkeit zusammenhängen, die elektrische Energie direkt für die Metallabtragung auszunutzen, bestanden die Hauptschwierigkeiten darin, daß einfache Mittel gefunden werden mußten, um die elektrische Energie direkt auf die zu bearbeitende Stelle des Werkstückes zu konzentrieren.

### 2. Prinzip

Im folgenden soll zunächst die grundsätzliche Wirkungsweise der rein elektrisch arbeitenden Methoden an Hand von Prinzipschaltbildern erläutert werden (Abb. 1).

#### 2.1 Lichtbogenverfahren

Mit einer Stromquelle (gleichgerichteter Strom oder Wechselstrom) werden 2 Elektroden — Arbeitselektrode und Werkstück — über einen Widerstand verbunden. Das Werkstück liegt in einer dielektrischen Flüssigkeit (Petroleum, Öl oder ähnliches), und die Arbeitselektrode hängt an einem Schwingkopf. Der Schwingkopf bewirkt ein kontinuierliches Auf- und Abspringen der Elektrode, so daß diese ständig mit der Frequenz des Schwingkopfes auf das Werkstück auf-

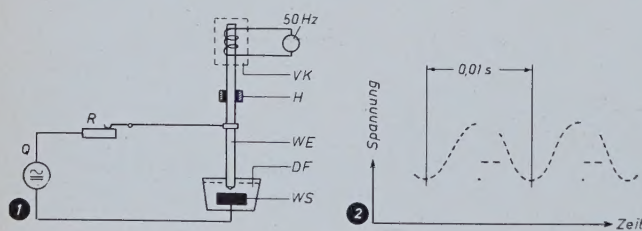


Abb. 1. Prinzipschaltbild des Lichtbogenverfahrens.

Abb. 2. Spannungsverlauf und Zündensatz beim Lichtbogenverfahren<sup>1)</sup>

tupft und beim Abheben einen Lichtbogen zünden kann. Die elektrische Energie kommt aus dem Wechselstromnetz, eventuell über Gleichrichter, mit dem einen Pol zur Elektrode; der andere Pol geht über einen Widerstand, der in dem Stromkreis liegt, an das Werkstück. Abb. 2 zeigt schematisch den Spannungsverlauf, wie man ihn als Oszillogramm ablesen könnte. Die Elektrode tupft auf, läßt die angelegte Spannung zusammenbrechen, löst sich dann wieder vom Werkstück ab und zieht einen Lichtbogen, der bei genügend großem Abstand der Elektrode vom Werkstück wieder gelöscht wird. Beim nächsten Auftupfen wird ein neuer Lichtbogen gezündet.

#### 2.2 Kippkreisverfahren

Dieses arbeitet im Gegensatz zum Lichtbogenverfahren mit kurzzeitig aufeinanderfolgenden Funkenüberschlägen, deren Zustandekommen aus Abb. 3 ersichtlich ist. Der äußere Aufbau der Maschine braucht sich nicht von solchen Geräten, die nach dem erstgenannten

Verfahren arbeiten, zu unterscheiden. Bei Maschinen, die nach einem der Funkenverfahren arbeiten, kann lediglich auf das mechanische Schwingen der Elektroden verzichtet werden. Diese Maschine unterscheidet sich von den Lichtbogengeräten im wesentlichen durch ihre elektrische Schaltung. Abb. 4 zeigt schematisch den Spannungsverlauf, wie er als Oszillogramm abgelesen werden könnte. Vom Netz

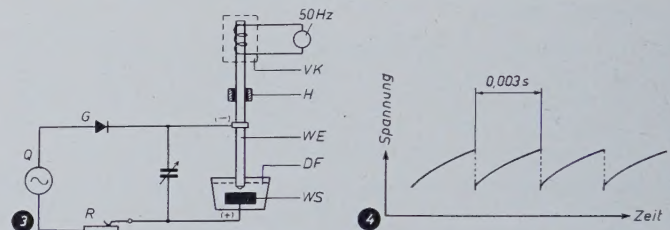


Abb. 3. Prinzipschaltbild des Kippkreisverfahrens

Abb. 4. Spannungsverlauf beim Kippkreisverfahren

wird über einen Gleichrichter und Ladewiderstand eine Gleichspannung zwischen Elektrode und Werkstück aufrechterhalten. Parallel zur Überschlagstrecke liegt ein Kondensator mit veränderbarer Kapazität. Nach dem Einschalten lädt sich der Kondensator auf, bis er die Überschlagsspannung zwischen Elektrode und Werkstück erreicht; er entlädt sich dann, indem ein Funke überschlägt. Nach dem Verlöschen des Funkens lädt sich der Kondensator von neuem auf. Die Zeit zwischen zwei Überschlägen ist je nach angelegter Spannung und Größe der Kapazität verschieden. Sie liegt in der Größenordnung von 0,003 bis 0,001 s, was einer Frequenz von etwa 300 bis 1000 Hz entspricht.

#### 2.3 Schwingkreisverfahren

Werden zusätzlich zur Kapazität Induktivitäten in den Stromkreis geschaltet, so erhält man bei richtiger Abstimmung einen elektrischen Schwingkreis. Durch Veränderung der Kapazität und Induktivität läßt sich die Frequenz der Schwingungen und damit die Entladung verändern. Abb. 5 zeigt das Prinzipschaltbild und Abb. 6 den Spannungsverlauf bei diesem Verfahren. Man sieht, wie sich beim Auf-

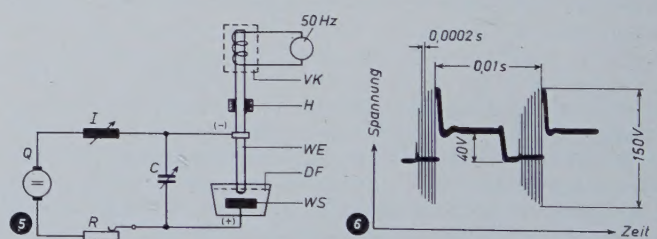


Abb. 5. Prinzipschaltbild des Schwingkreisverfahrens

Abb. 6. Spannungsverlauf beim Schwingkreisverfahren

tupfen der Elektrode eine Schwingung aufbaut, die nach dem Abreißen der Elektrode wieder abklingt und dann neu einsetzt. Die so erreichten Funkenfrequenzen liegen in der Größenordnung bis 40 kHz. Aus dem Oszillogramm kann man erkennen, daß trotz der kurzen Zeitspanne zwischen zwei Funkenüberschlägen eine Entionisierung der Funkenstrecke eintritt, d.h. daß exakt voneinander getrennte Funkenüberschläge stattfinden.

#### 2.4 Agietron-Verfahren

Aus Abb. 7 geht hervor, daß das Agietron-Verfahren dem Schwingkreisverfahren am nächsten steht. Zum Unterschied von diesem arbeitet es mit Wechselstrom und ohne Schwingkopf. Abb. 8 zeigt den Spannungsverlauf. Man sieht, daß sich unter Ausnutzung beider Halbwellen sehr hohe Funkenfrequenzen erreichen lassen, die eine Größenordnung von über 200 kHz erreichen. Diese höhere Frequenz

<sup>1)</sup> Abb. 2, 4, 6, 8 wurden im Werkzeugmaschinenlaboratorium der Technischen Hochschule Aachen aufgenommen



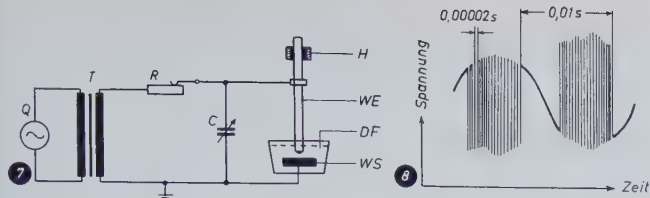


Abb. 7. Prinzipschaltbild des Agietron-Verfahrens  
Abb. 8. Spannungsverlauf beim Agietron-Verfahren

bewirkt viel kürzere Überschlagszeiten und führt damit zu erheblich kleineren Erhitzungszonen als bei größeren Funkenüberschlägen, worauf später noch einzugehen sein wird.

### 3. Ausführungsbeispiele

Der Werkzeugmacher stellt an Werkzeugmaschinen besonders hohe Ansprüche in bezug auf Präzision, Formtreue und einfaches, genaues Einrichten. Die Konstruktionsmerkmale des Agietrons zeigen deutlich die Berücksichtigung dieser Anforderungen (Abb. 9). Man muß sich also auch daran gewöhnen, daß die für diese Arbeitsmethode entwickelten Werkzeugmaschinen ein vom Gewohnten abweichendes Aussehen aufweisen. Nur spezielle, im Hinblick auf die Bearbeitungsmethode konstruierte Maschinen können den Anforderungen des

- B Spannzangenhalter mit Spannzangen
- C Kondensator
- DF dielektrische Flüssigkeit
- E Werkzeugelektrode
- G Gleitstück
- K Kugelmanschetten
- KT Kreuzfisch mit Rundteilung
- Q Stromquelle
- R Widerstand
- St Steuerventil
- T Transformator
- W Werkstück
- Z Druckluftzylinder

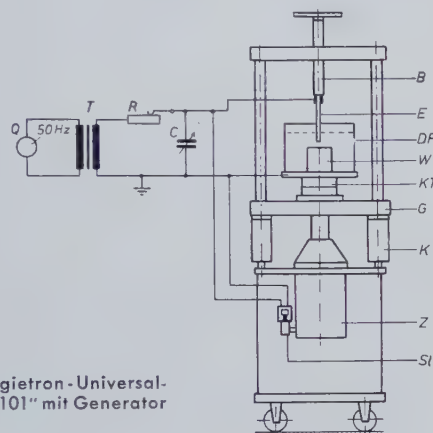


Abb. 9. Prinzipbild der Agietron-Universalwerkzeugmaschine „UFE/2K/101“ mit Generator

Werkzeugmaschinenbaus gerecht werden. Eine absolut zuverlässige Parallelführung von Elektrode und Werkstück muß gewährleistet sein; andere als durch Gewichte verursachte Kräfte sind nicht aufzufangen. Daher die Forderung, solche Maschinen in Anlehnung an die erprobte Stanzpressenbauweise mit doppelter Säulenführung auszubilden. Wichtig ist es auch, eine so einfache Bedienung zu erreichen, daß jeder halbwegs qualifizierte Arbeiter in kürzester Zeit mit ihr vertraut gemacht werden kann. Außerdem ist es von Interesse, den eigentlichen Generator als unabhängiges Aggregat auszubilden, dessen Einsatz freizügiger möglich ist, so z.B. in Verbindung mit Rundschleif-, Schärf- und anderen üblichen, nur wenig umgebauten Maschinen.

### 4. Anwendungsbeispiele und Wirtschaftlichkeit

Die elektro-erosiven Metallbearbeitungsverfahren, insbesondere das Agietron-Verfahren, haben sich in kurzer Zeit industriell durchgesetzt. Dies liegt vorwiegend an der großen Wirtschaftlichkeit des Verfahrens und an seiner einfachen Arbeitsweise. Im folgenden seien deshalb die wirtschaftlichen Vorteile dieses Verfahrens aufgezeigt und ihre Ursachen erklärt.

1. Im allgemeinen handelt es sich darum, in dem relativ leicht zu bearbeitenden Elektrodenmaterial (z. B. Messing oder Kupfer) Außenformen zu erzeugen, was erheblich weniger Zeitaufwand und Können erfordert als die Herstellung von Innenformen in hartem und härtestem Werkstoff wie in hochwertigen und vergüteten Stählen und in Hartmetallen.

2. Bei Arbeiten in gehärtetem Stahl kann die eigentliche Formgebung elektro-erosiv nach dem Härten erfolgen, so daß die Arbeitszeiten der Nachbearbeitung infolge von Verzug fortfallen. Es treten auch keine Wärmerisse auf; dadurch bedingte zusätzliche Zeiten oder gar Totalverluste des weitgehend bearbeiteten Werkstückes werden vermieden.

3. Im Falle des Einsatzes von Hartmetall fällt das Teilen der Platte vor der Bearbeitung fort. Sollten außergewöhnliche Toleranzanforderungen (unter  $\frac{1}{100}$  mm) gestellt werden, so kann daran gedacht werden, eine Teilung auf einfachste und schnelle Art auf dem Agietron vorzunehmen und die Segmente nach dem Einsatz in einen Preßring bis nahe an das Sollmaß wieder elektro-erosiv zu bearbeiten. Der Profilschleifmaschine fällt dann nur noch ihre eigentliche Aufgabe zu, die allerletzten Hundertstel oder Tausendstel zu zerspanen. In diesem Falle ergibt sich erfahrungsgemäß eine wirtschaftlich besonders vorteilhafte Fertigung, ist es doch möglich, im Wege der an sich schon wirtschaftlichen Plattenteilung aus den Schleifmaschinen, die ein Vielfaches der bekannten elektro-erosiv arbeitenden Werkzeugmaschinen kosten, unter zusätzlicher Einsparung von teuren Schleifscheiben, eine mehrfach höhere Tagesproduktion herauszuholen als bisher. Hinzu kommt noch in vielen Fällen, daß es nicht mehr nötig ist, vorgeformte Sinterplatten zu verwenden, deren Beschaffung sich wegen der langen Lieferfristen auf die Fertigung störend auswirkt.

4. Die Funktion des Agietron-Geräts ist so weitgehend automatisiert, daß die Intervention des Bedieners auf einen Bruchteil der gesamten Herstellungszeit, z. B. auf 20%, beschränkt bleibt, was nicht nur wirtschaftlich, sondern auch im Hinblick auf den Facharbeitermangel wichtig ist. Dazu kommt, daß die restlichen Bedienerstunden nicht mehr hochwertigstes Personal erfordern, da die Bedienung des Agietrons so vereinfacht wurde, daß kein Instrument abzulesen, nur eines zu beobachten ist und lediglich ein zentraler Schalter zum Steuern von Vorschub und Oberflächengüte bedient werden muß. In allen Fällen kann aber in der Werkstatt eine vorteilhafte Arbeitsverteilung geschaffen werden, indem ein Bediener das Agietron überwacht aber den weitaus größeren Teil seiner Zeit einer anderen Arbeit widmet.

5. Die Agietron-Werkzeugmaschine erreicht beim Schruppen Zerspanungsleistungen von max. 300...500 mm<sup>3</sup>/min. Beim feinsten Schlichten können Oberflächengüten bis unter 1 µ maximale Rauhtiefe erzielt werden. Durch diese beiden Grenzen, die für die gröbste und feinste Arbeit maßgebend sind, dürfte die Leistung der Maschine gekennzeichnet sein. Es ist aus den Werten ersichtlich, daß die Arbeit schnell erfolgt. In den meisten Fällen des Baues normaler Werkzeuge ist keinerlei Nachbearbeitung notwendig.

6. Schließlich sei noch hinzugefügt, daß konstruktive Abänderungen, wie sie immer wieder an jedem Werkzeug vorgenommen werden müssen, nachträglich elektro-erosiv durchgeführt werden können, bei Stahlwerkzeugen natürlich ohne vorheriges Ausglühen. Genauso können etwa einmal vergessene Öffnungen nachträglich in hartes Material eingearbeitet werden. Der Einsatz des Agietrons zum Herstellen von Gesenken sei im folgenden näher betrachtet.

Abb. 10 zeigt ein Gesenk für Fittings, das in etwa 8 Maschinenstunden einschließlich der Markierungsschrift auf dem Agietron hergestellt wurde. Abb. 11 zeigt ein Gesenk für Uhrgehäuse, für dessen Bearbeitung etwa 5 Maschinenstunden und Abb. 12 ein Gesenk für ein Wassermischventil, für das etwa 20 Maschinenstunden auf dem

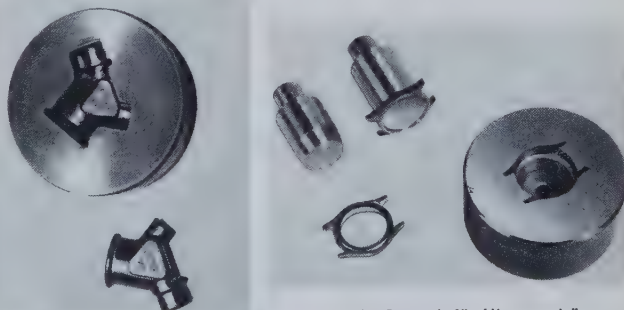


Abb. 11. Gesenk für Uhrgehäuse

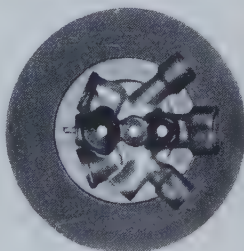


Abb. 10 (links oben). Gesenk für Fittings

Abb. 12. Gesenk für Wassermischventil



Agiatron benötigt wurden. In allen drei Fällen wurden Preßlinge aus Messing als Elektroden verwendet. Bei Verwendung von Kupferelektroden sind die angegebenen Zeiten kürzer. In sämtlichen Fällen betrug die vom Bediener aufgewendete Zeit höchstens 20% der Maschinenstunden.

Mit dem Agietron lassen sich nicht nur neue Gesenke herstellen, sondern auch, was noch wirtschaftlicher ist, ausgebrochene Gesenke reparieren. Mit Hilfe von Messing- oder Kupferpreßlingen, hergestellt in solchen ausgebrochenen Gesenken, wobei an den Preßlingen die durch die Beschädigung bedingten Fehler korrigiert wurden, können solche bereits gehärtete, beschädigte Formen nachgesenkt werden, so daß sie wieder brauchbar sind.

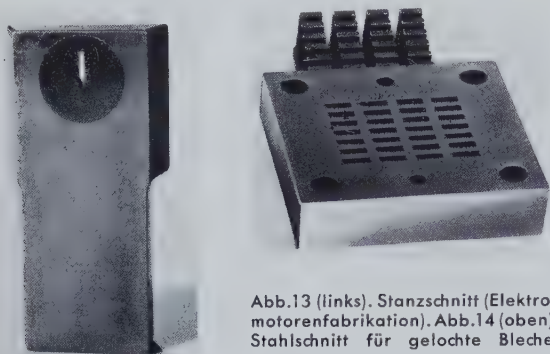


Abb.13 (links). Stanzschnitt (Elektromotorenfabrikation). Abb.14 (oben). Stahlschnitt für gelochte Bleche

Im folgenden werden von zwei Benutzern der Agietron-Werkzeugmaschine stammende praktische Kalkulationsdaten gegeben. Der in Abb.13 gezeigte Stanzschnitt wurde von einem Schweizer Elektromotorenwerk auf dem Agietron hergestellt. Bisher wurden diese Schnitte in Stahl ausgeführt und ergaben Kosten von 90 sfr. Der gleiche Schnitt, aus Hartmetall auf dem Agietron in etwa 1½ Std. hergestellt, kostet bei der gleichen Kalkulation unter Einbeziehung sämtlicher Nebenkosten (Anfertigung der Elektrode, hoher Preis für Hartmetall, Einsetzen der Platte) 80 bis 85 sfr. Offerten von Werkzeugmachern, die solche Schnitte in Hartmetall auf konventionelle Art anfertigen, lagen zwischen 350 und 400 sfr. Beim Stanzen konn-

ten mit Stahlschnitten etwa 80000 Nuten in Siliziumblech gestanzt werden; dann mußte nachgeschliffen werden. Mit dem auf dem Agietron hergestellten Hartmetallschnitt konnten 1200000 Nuten gestanzt werden, dann war die Serie zu Ende. Die letzten Bleche hatten jedoch so wenig Grat, daß ohne weiteres eine erheblich größere Anzahl Nuten ohne Nachschleifen hätte gestanzt werden können.

Abb.14 zeigt einen Stahlschnitt für gelochte Bleche, der in einem anderen Betrieb hergestellt wurde. Bisher wurden solche Schnitte in 60h für Werkzeugmacher und Maschinen hergestellt. Auf dem Agietron werden 20h ohne Bedienung benötigt sowie 10h für Mechaniker und Fräsmaschine zum Herstellen der Elektrode. Bei vorsichtiger Kalkulation von 10 sfr/h für Bediener und Maschine sowie 5 sfr/h für Maschine ohne Bediener erhält man die folgenden Kosten: alte Methode 600 sfr, Agietron-Methode 200 sfr.

Diese Beispiele aus der Praxis zeigen die Verringerung der Kosten, die in kürzester Zeit zur Amortisation der Maschine führt.

Die Einsatzmöglichkeiten des Agietron-Verfahrens und der Agietron-Werkzeugmaschine können heute in ihrer Vielfältigkeit noch nicht abschließend übersehen werden. Auf einzelnen Arbeitsgebieten, besonders in der Blechverarbeitung, beim Herstellen von Gesenken, beim Profilziehen und -pressen, in der Uhren- und Bijouterieindustrie, der Werkzeugmacherei und bei der Zerspanung von Hart- und Sintermetallen, hat dieses Verfahren, insbesondere auch die Agietron-Werkzeugmaschine, ihre Brauchbarkeit erwiesen.

#### Schrifttum

Opitz, H., u. Axer, H.: Über die elektro-erosive Bearbeitung von Metallen. Sonderdr. d. Karl-Arnold-Festschrift, Westdt. Verl., Köln, Arbeitsgem. f. Forsch. d. Landes Nordrhein-Westfalen

● Dosse, J., u. Mierdel, G.: Der elektrische Strom im Hochvakuum und in Gasen. Stuttgart 1945, Hirzel-Verl.

Meek, J.M.: The Nature of the Electric Spark. Liverpool Engng. Soc. Bd. 75 (1950) S. 122

Axer, H., u. Ullmann, W.: Feinbearbeitung durch Elektro-Erosion. Werkstattstechn. u. Maschinenbau Bd. 45 (1955) Nr. 11, S. 554—556, 561

Funknenbearbeitung harter Werkstoffe durch elektrische Funkenentladungen. Feinwerktechn. Bd. 59 (1955) Nr. 8, S. 283—285

Martin, A.: L'usinage par étincelles. Electronique ind. (1955) Nr. 5, S. 171—176

● Craggs, N.J.D.: Electrical Breakdown of Gases. Oxford 1953, Clarendon Press

## Wobbelsender für die Fernsehtechnik

Der von Rohde & Schwarz, München, neuentwickelte Typ „SWF“ ist ein speziell auf die Bedürfnisse der Fernsehtechnik zugeschnittener Wobbelsender. Wesentlich sind der große Trägerfrequenzbereich von 7 bis 225 MHz sowie der kontinuierlich einstellbare sinusförmige Frequenzhub von 1 bis 16 MHz gesamter Breite bei 50 Hz Wobelfrequenz, wobei die Ausgangsspannung pro 1 MHz Hub auf etwa 1% genau konstant bleibt. Dazu wird ein Frequenzmarkenspektrum erzeugt, das umschaltbar einen Linienabstand von 1 oder 10 MHz ergibt. Die Linien bestehen in Nadelimpulsen gleicher Höhe mit regelbarer Amplitude.

Der Wobbelsender gliedert sich in einen Generator- und einen Marken-geberteil. Der HF-Generator ist als Schwebungssummeer ausgeführt, dessen einer Generator auf 290 MHz arbeitet und durch einen Schwingkondensator gewobelt wird. Hin- und Rücklauf werden mit einer Phasenkorrektur zur Deckung gebracht.

Zur Nullinienschreibung bei der Darstellung der zu messenden Filterkurve mit dem Oszillografen ist der Wobeloszillator während einer Wobbel-Halbperiode austastbar. Statt der unterdrückten Hälfte erscheint dann die Nulllinie. Der zweite Generator des Schwebungssummeers ist in seiner Frequenz veränderbar und überstreicht in vier Bereichen das Gebiet von 298 bis 515 MHz. Durch Mischung der in den beiden Generatoren erzeugten Frequenzen erhält man die Ausgangsfrequenz. Die ursprünglichen Grundfrequenzen sowie unerwünschte Mischprodukte beseitigt ein Tiefpaßfilter, an das sich ein kontinuierlicher Spannungsteiler zur Regelung der Ausgangsspannung zwischen 0,1 und 100 mV anschließt. Die Ausgangsfrequenz wird außerdem zur Bildung von Frequenzmarken entweder mit einem im Gerät selbst erzeugten Normalfrequenzspektrum oder einer von außen zuzuführenden Frequenz gemischt und nach Verstärkung und Impulsformung zur Benutzung am Oszillografen aus dem Gerät ausgekoppelt.

Der Wobbelsender „SWF“ in Verbindung mit einem Oszillografen dient zur Darstellung der Durchlaßkurven von Vierpolen im Frequenzbereich 8...225 MHz bei einer größten Bandbreite von  $\pm 8$  MHz. Ein mitgelieferter kapazitätsarmer Tastkopf mit eingebautem Gleichrichter gestattet bei Einschaltung zwischen Meßobjekt und Oszillografen eine weitgehende rückwirkungsfreie Messung, auch an Objekten ohne eigenen Gleichrichter. Mit dem eingebauten quartzgesteuerten Markengeber ist eine genaue Frequenzbestimmung der gewobbelten Durchlaßkurven möglich. Die



Frequenzmarken erscheinen unabhängig vom Dämpfungsverlauf des Prüfobjektes, also auch in dessen Sperrbereich. Die regelbare Ausgangsspannung des Markengebers mit seinen scharfen Nadelimpulsen kann man entweder zusätzlich auf den Y-Eingang des Oszillografen legen oder auch zur Dunkelsteuerung benutzen. Zum Erzeugen einer Frequenzmarke bei einer beliebig wählbaren Frequenz hat der Sender einen Eingang, in den eine fremde Vergleichsfrequenz von außen eingekoppelt werden kann.



Das Nebeneinanderbestehen zahlreicher Meßverfahren zur Erfassung von nichtlinearen Verzerrungen in elektrischen Netzwerken ist letztlich begründet in der nachweislichen Unmöglichkeit [2], ein allgemein anwendbares Meßverfahren anzugeben, das die Eigenschaften eines jeden beliebigen nichtlinearen Netzwerks erschöpfend zu enthüllen vermöchte, ohne seine Elemente im einzelnen zu analysieren, so wie man es von der Vierpoltheorie her gewohnt ist.

Nur in dem einfachen Fall eines in allen seinen Teilen frequenzunabhängigen und hysteresefreien Netzwerks kann eine erschöpfende Beschreibung mittels Kennlinien erfolgen. Dieser Idealfall liegt mit einiger Näherung in Breitbandsystemen vor; die Näherung ist aber meist nur mäßig wegen der in vielen Breitbandsystemen vorgenommenen Frequenzgangentzerrung. Die Bandbegrenzung spielt dagegen keine so große Rolle, zumal ihr Einfluß meist abgeschätzt werden kann. Die beschränkte Genauigkeit in der Aufnahme von Aussteuerungskennlinien führte zu der Ausbildung einer ganzen Reihe von Meßverfahren, die sich auf die Ober- und Kombinationstonbildung an gekrümmten Kennlinien gründen [1] und von denen hier eine Auswahl behandelt ist.

### 1. Harmonische Analyse

Unter der Voraussetzung der Frequenzunabhängigkeit und Hysterese-freiheit läßt sich aus dem gemessenen Oberwellenspektrum die Kennlinie rekonstruieren. Bei der Annahme einer rein harmonischen Eingangsgröße, z. B. eines Stromes

$$i_s = I \cos \omega t$$

kann die Ausgangsgröße, z. B. eine Spannung  $u = g(i)$  in eine Fourierreihe entwickelt werden, deren Koeffizienten  $B_m$  mit den Taylorkoeffizienten der Kennlinie

$$g(i) = \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cdot i^n \quad (1)$$

in folgender Weise zusammenhängen:

$$B_{2m} = \sum_{n=m}^{\infty} \binom{2n}{n-m} 2^{1-2n} g_{2n} \cdot I^{2n} \quad (2a)$$

$m = 0, 1, 2, \dots$

$$B_{2m+1} = \sum_{n=m}^{\infty} \binom{2n+1}{n-m} 2^{-2n} g_{2n+1} \cdot I^{2n+1} \quad (2b)$$

Daraus lassen sich die Taylorkoeffizienten  $g_n$  nach einem Rekursivverfahren bestimmen:

$$2^{1-2n} g_{2n} \cdot I^{2n} = \sum_{\lambda=0}^{\infty} c_{n\lambda} \cdot B_{2(n+\lambda)} \quad (3a)$$

$$2^{-2n} g_{2n+1} \cdot I^{2n+1} = \sum_{\lambda=0}^{\infty} d_{n\lambda} B_{2(n+\lambda)+1} \quad (3b)$$

dabei ergeben sich die Koeffizienten  $c_{n\lambda}$  und  $d_{n\lambda}$  aus den Rekursionsformeln

$$c_{n\lambda} = - \sum_{\nu=1}^{\lambda} \binom{2(n+\lambda)}{\nu} c_{n(\lambda-\nu)} \quad \text{mit } c_{n0} = 1 \quad (4a)$$

$$d_{n\lambda} = - \sum_{\nu=1}^{\lambda} \binom{2(n+\lambda)+1}{\nu} d_{n(\lambda-\nu)} \quad \text{mit } d_{n0} = 1$$

Es ist mühsam, eine Kennlinie aus so vielen Einzeldaten bestimmen zu müssen. Es fehlt daher nicht an Versuchen, mit weniger Zahlen auszukommen. Ein solcher Versuch ist die Angabe eines Klirrfaktors, d. h. des relativen Effektivwertes der Oberwellen, der entweder auf den Effektivwert der Grundwelle oder auf den von Grund- und Oberwellen bezogen wird. Eine dritte Möglichkeit besteht darin, den

Effektivwert der Oberwellen auf den Effektivwert der durch den linearen Teil der Kennlinie ( $g_1$ ) bedingten Grundwelle zu beziehen. Dann kann der Klirrfaktor nämlich gemäß  $k^2 = k_g^2 + k_u^2$  in einen geraden Klirrfaktor  $k_g$  und einen ungeraden Klirrfaktor  $k_u$  derart aufgespalten werden, daß  $k_g$  nur von dem geraden Teil der Kennlinie,

von  $\frac{1}{2} (g(i) + g(-i))$ , und  $k_u$  nur von dem ungeraden Teil der Kennlinie, von  $\frac{1}{2} (g(i) - g(-i))$ , abhängt. Bei kleinen Klirrfaktoren gehen die verschiedenen Definitionen ineinander über.

Da zu ein und demselben Klirrfaktor ganz verschiedene Oberwellenspektren gehören können, ist klar, daß aus dem Verlauf des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Amplitude im allgemeinen nicht in einfacher Weise auf den Verlauf der Kennlinie geschlossen werden kann. Eine Ausnahme bildet der gerade Klirrfaktor. Aus ihm ist der gerade Teil der Kennlinie mit praktisch ausreichender Näherung herzuleiten.

Der Effektivwert der geraden Oberwellen errechnet sich aus Gleichung (2a) zu

$$\sum_{m=1}^{\infty} B_{2m}^2 = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} g_{2i} I^{2i} g_{2k} I^{2k} c_{ik} \quad (5)$$

mit

$$c_{ik} = c_{ki} = \frac{2 \binom{2(i+k)}{i+k}}{2^{2(i+k)}} = \frac{\binom{2i}{i}}{2^{2i}} \cdot \frac{\binom{2k}{k}}{2^{2k}}$$

Unter der Voraussetzung, daß zur obigen Summe Oberwellen von höherer als der zehnten Ordnung nicht mehr wesentlich beitragen, kann genähert

$$c_{ik} \approx \frac{1}{4}$$

gesetzt werden und man erhält den geraden Klirrfaktor als Funktion der Steueramplitude  $I$  mit einem Fehler von höchstens 5% aus

$$k_g(I) \approx \left| \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{\left(\frac{dg}{dI}\right)_{I=0}} \cdot \frac{g(I) + g(-I)}{I} \right| \quad (6)$$

Aus der gemessenen Funktion  $k_g(I)$  kann also umgekehrt auf den

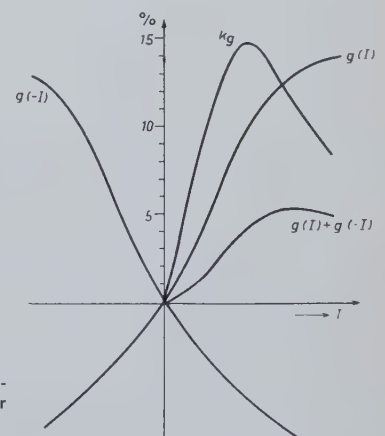


Abb. 1. Konstruktion des geraden Klirrfaktors aus der Kennlinie

geraden Teil der Kennlinie geschlossen werden. Abb. 1 zeigt die Konstruktion des geraden Klirrfaktors aus einer willkürlich angenommenen Kennlinie.

Leider ist für den ungeraden Klirrfaktor keine so einfache Konstruktion möglich, da die entsprechenden Koeffizienten  $c_{ik}$  stärker voneinander abweichen.



Noch genauer kann der gerade Kennlinienteil aus dem Verlauf des quadratischen Differenztonfaktors  $v_2(I)$  ermittelt werden.  $I$  soll wieder die maximale Amplitude bedeuten, bis zu der die Kennlinie durchgesteuert wird, vermöge

$$i = \frac{I}{2} (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)$$

Dann ergibt die Rechnung

$$v_2(I) = \frac{2}{g_1} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\binom{2n}{n}}{2^{2n}} \right]^2 \cdot \frac{n}{n+1} \cdot g_{2n} \cdot I^{2n-1} \tag{7}$$

Für den Binomialausdruck kann die recht gute Näherung (maximale Abweichung kleiner als 2<sup>0</sup>/<sub>100</sub>)

$$\frac{\binom{2n}{n}}{2^{2n}} \approx \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot (n-1) + 4}}$$

herangezogen werden. Dann steht als Koeffizient in der Summe ein rationaler Ausdruck von  $n$ , der durch passende Differentiations- und Integrationsprozesse auf 1 normiert werden kann. Die restliche Summe stellt dann wieder den geraden Teil der Kennlinie dar. Man erhält

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2} (g(I) + g(-I)) \\ &= \frac{g_1}{4} \left\{ (\pi + 8) \cdot I \cdot v_2(I) + \pi \cdot I^2 \cdot \frac{d v_2}{d I} + 4(4 - \pi) \int v_2(I) \cdot d I \right\} \end{aligned} \tag{8}$$

Die Gleichungen (6) und (8) ergeben durch Elimination von  $g(I) + g(-I)$  eine Verknüpfung des geraden Klirrfaktors mit dem Differenztonfaktor. Im Falle linearer Abhängigkeit von  $I$  (quadratische Kennlinie) erhält man die bekannte Beziehung

$$k_g = k_2 = 2 \cdot v_2$$

## 2. Zwei Verfahren zur direkten Bestimmung des geraden Klirrfaktors

### 2.1 Bestimmung aus der Halbwellenunsymmetrie

Durch Summenbildung des verzerrten Signals mit seiner zeitlichen Verschiebung um eine halbe Grundwellenperiode können direkt die geraden Oberwellen gewonnen werden, wie unmittelbar aus der Fourierentwicklung folgt (Abb. 2). Technisch kann aber eine solche zeitliche Verschiebung mit der geforderten Genauigkeit nicht durchgeführt werden. Es läßt sich dagegen ein bestimmter Funktionswert

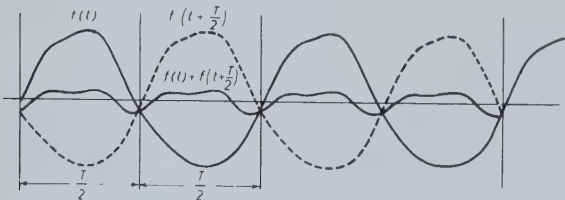


Abb. 2. Durch Addition eines periodischen Signals zu seiner zeitlichen Verschiebung um  $T/2$  können seine geradzahigen Oberwellen erhalten werden

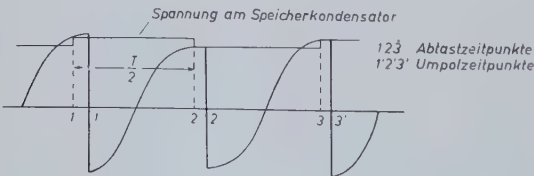


Abb. 3. Durch Abtasten, Speichern und Umpolen des Signals kann die Halbwellenunsymmetrie gemessen werden

des Signals zu einem durch das Eintreffen eines schmalen Steuerpulses gegebenen Zeitpunkt abtasten und in einem Kondensator speichern. Schaltungstechnische Hinweise liefern die Pulsmodulationssysteme [3] und die Schwarzpegelregulierung in Fernsehempfängern [4].

Der gespeicherte Wert wird mit dem um die Zeit  $T/2$  später eintreffenden verglichen, indem das Signal in der Zeit zwischen zwei Abtastpulsen umgepolt wird. Der Umladespannungssprung am Speicherkondensator ist dann direkt ein Maß für die Unsymmetrie der Halbwellen (Abb. 3). Damit im Laufe der Zeit alle Teile einer Signalperiode erfaßt werden, ist es notwendig, daß die halbe Pulsfolgefrequenz etwas von der Signalfrequenz  $f$  abweicht. Die relative Frequenz-

abweichung  $\frac{\Delta f}{f}$  soll klein sein, denn sie führt zu einem ihr pro-

portionalen Nulleffekt auch bei Abwesenheit gerader Verzerrungen. Der Nulleffekt läßt sich größtensteils kompensieren, wenn es gelingt, eine hohe Konstanz der absoluten Frequenzabweichung  $\Delta f$  zu erreichen. Demgemäß bildet den aufwendigsten Teil des Verfahrens eine Einrichtung zur exakten Frequenzverschiebung eines breiten Frequenzbandes (Tonfrequenz) um einen kleinen Betrag ( $\Delta f = 2$  Hz) bei hoher Frequenzkonstanz.

Den Ausgangspunkt bilden zwei  $RC$ -Generatoren für 25 kHz und für 2 Hz, die jeweils zwei um genau  $90^\circ$  phasenverschobene Ausgangsspannungen liefern. Solche  $RC$ -Generatoren können stabil mit einem Minimum an Aufwand hergestellt werden, und zwar so, daß jede der beiden Spannungen im Gegentakt abgenommen werden kann. Aus den 4 Spannungen läßt sich mit Hilfe zweier Gegentaktmodulatoren gemäß

$$\sin(\omega + \Delta\omega)t = \sin\omega t \cdot \cos\Delta\omega t + \cos\omega t \sin\Delta\omega t$$

die Summenfrequenz 25,002 kHz bilden. Dem ersten Träger von 25 kHz wird nun das Signalfrequenzband aufmoduliert und das untere Seitenband mit Hilfe eines Quarzfilters ausgesiebt; das obere Seitenband kann nun mit Hilfe des zweiten Trägers von 25,002 kHz demo-

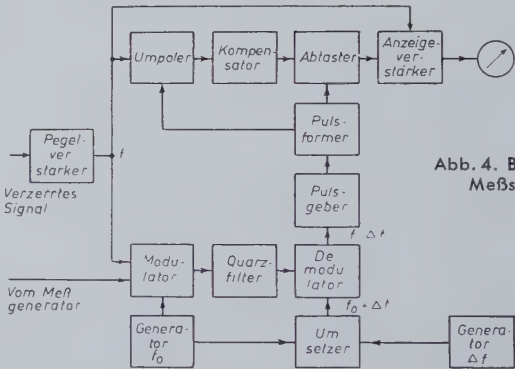


Abb. 4. Blockbild der Meßschaltung

duziert werden und geht dabei in das gewünschte versetzte Frequenzband über. Die Gewinnung von Steuerpulsen bietet dann keine prinzipiellen Schwierigkeiten mehr. Abb. 4 zeigt das Blockschaltbild des Gerätes.

### 2.2 Bestimmung aus periodischen Nullstellenverschiebungen

Das vorliegende Verfahren macht von der oben nachgewiesenen Möglichkeit Gebrauch, das Signalfrequenzband um eine kleine konstante Frequenz  $\Delta f$  zu verschieben. Das hat zur Folge, daß die Oberwellen in dem verschobenen Frequenzband nicht mehr exakt harmonisch, also phasenstarr, zur Grundwelle liegen; die Form des Signals ändert sich daher periodisch mit der Frequenz  $\Delta f$ . Insbesondere vollführen die Nullstellen des Signals ständige Bewegungen um die festen Nullstellen des unverzerrten Signals herum aus, da ihre Lage von der Größe und Phasenlage der Oberwellen abhängt. Gerade und ungerade Verzerrungen unterscheiden sich in charakteristischer Weise; bei den ersteren bewegen sich benachbarte Nullstellen gegeneinander, während sie bei den letzteren gleichsinnig pendeln. Die gegenläufige Bewegung im Falle der geraden Verzerrungen kann leicht dadurch gemessen



Abb. 5. In dem frequenzversetzten und amplitudenbegrenzten Signal können gerade Verzerrungen durch die Nullstellenpendelungen erkannt und gemessen werden



werden, daß man das Signal symmetrisch zur Nulllinie scharf begrenzt. Dann findet sich die Nullstellenbewegung in der entstehenden Rechteckwelle als langsam veränderliche Gleichspannungskomponente wieder (Abb. 5). Ihr Effektivwert ist bei kleinen Klirrfaktoren (kleiner als 10%), bezogen auf eine Begrenzung bei  $\pm 1$ ,

$$g_{\text{eff}} = \frac{2}{\pi} \sqrt{\sum_{m=1}^{\infty} B_{2m}^2 \cdot \cos^4 \left[ (2m-1) \cdot \frac{\pi}{2} \frac{\Delta f}{f} \right]} \quad (9)$$

Die Größen  $B_{2m}$  bedeuten hier die prozentualen Oberwellenanteile der Ordnung  $2m$ . Im Grenzfall  $\Delta f/f \rightarrow 0$  ist der obige Ausdruck bis auf den Faktor  $2/\pi$  der gerade Klirrfaktor. Die Zahl der erfaßbaren Oberwellen wird bei gegebener relativer Frequenzabweichung  $\Delta f/f$  begrenzt durch den cos-Faktor einerseits und dann durch den notwendigen Tiefpaß zur Isolierung der langsamen Komponente aus der

Rechteckwelle. Bei einer unteren Grenzfrequenz von 40 Hz und einer Frequenzverschiebung von 2 Hz kann noch die 12. Oberwelle mit berücksichtigt werden.

Die Methode hat den Vorteil, daß direkt der gerade Klirrfaktor angezeigt wird, wobei die Anzeige wegen der scharfen Signalbegrenzung in einem weiten Bereich von der Eingangsamplitude unabhängig ist.

#### Schrifttum

- [1] Darre, A.: Methoden zur Messung nichtlinearer Verzerrungen im Tonfrequenzgebiet. Frequenz Bd. 9 (1955) Nr. 3 u. 4
- [2] Nottebohm, H.: Über Meßmethoden für nichtlineare Netzwerke. Dissertation, Inst. f. angew. Physik d. Johann-Wolfgang-Goethe-Universität, Frankfurt/M., Jan. 1956
- [3] Prokott, E.: Impulsmodulation. AEÜ Bd. 4 (1950) Nr. 1, S. 1—10
- [4] Dillenburg, W.: Einführung in die deutsche Fernsehtechnik. Berlin 1953, Verl. Schiele & Schön.

Mitteilung der Fernseh GmbH, Darmstadt

J. WOLF

## Bemerkungen zu einem Farbfernsehsystem mit zwei amplitudenmodulierten Trägern

DK 621.397.9:621.376

### 1. Allgemeines

Bei der Wahl des Farbfernsehsystems für Europa gilt genauso wie in den Vereinigten Staaten die Forderung der sogenannten „compatibility“ und „recompatibility“, d. h. der Möglichkeit, mit einem normalen Schwarz-Weiß-Empfänger ein monochromatisches Bild aus einem Farbfernsehsignal und umgekehrt mit einem Farbpfänger ein monochromatisches Bild aus dem Signal eines Schwarz-Weiß-Senders erzeugen zu können.

Durch diese Forderung der Vertauschbarkeit von Schwarz-Weiß- und Farbpfänger sind bereits Vertikal- und Horizontalfrequenz der neuen Farbfernsehnorm festgelegt, da sie gleich den Ablenkfrequenzen der bereits eingeführten Schwarz-Weiß-Fernsehnorm sein müssen. Außerdem liegt bereits die grundsätzliche Form des Videosignals für das Farbbild fest: es besteht aus einem Schwarz-Weiß-Signal der bisher üblichen Form und zwei zusätzlichen Farbinformationen, da ein Farbbild drei voneinander unabhängige Parameter enthält (z. B. Helligkeit, Farbwert und Farbsättigung).

Die Frage, wo und wie nun die Frequenzen der beiden Farbsignale untergebracht werden sollen, ist noch offen. Es stehen dafür drei Möglichkeiten zur Diskussion (Abb. 1):

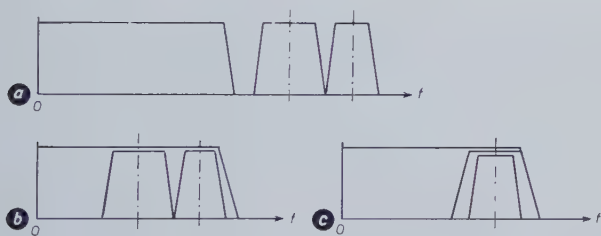


Abb. 1. Drei mögliche relative Lagen der Farbfrequenzbänder zum Schwarz-Weiß-Frequenzband (ohne Rücksicht auf evtl. Einseitenbandbetrieb für Farbe)

1. Übertragung der Farbinformation außerhalb des Frequenzbandes für das Schwarz-Weiß-Signal;
2. Übertragung der Farbinformation innerhalb des Schwarz-Weiß-Bandes mit Hilfe zweier getrennter amplitudenmodulierter Trägerfrequenzen (Teer und Valetton).
3. Übertragung der Farbinformation innerhalb des Schwarz-Weiß-Bandes mit Hilfe eines Trägers, der in zwei amplitudenmodulierte Schwingungen mit  $90^\circ$  Phasenunterschied aufgeteilt ist (NTSC).

Der Vorschlag, bei der Übertragung von Farbbildern die Frequenzbänder der drei notwendigen Informationen übereinanderzulegen, gründete sich auf die bekannte These von Mertz und Gray, wonach

bei der Abtastung eines Fernsehbildes im wesentlichen nur Frequenzen entstehen, die wenig von den ganzzahligen Vielfachen der Horizontalfrequenz abweichen. Der Platz zwischen diesen Häufungsstellen ist ungenutzt. Dome [1] schlug vor, die Farbinformation auf eine Trägerfrequenz aufzumodulieren, die genau zwischen zwei benachbarten Vielfachen der Horizontalfrequenz liegt, oder anders ausgedrückt, die ein ungerades Vielfaches der halben Horizontalfrequenz ist. Die dabei entstehenden Modulationsfrequenzen liegen dann auch in den Lücken zwischen den ganzen Vielfachen der Horizontalfrequenz des ersten Signals, denn das Farbsignal gruppiert sich ja ebenfalls um Vielfache der Horizontalfrequenz. Dieses Verfahren der Frequenzverkämmung („frequency interlace“) ermöglicht also eine Übertragung verschiedener Bildsignale in ein und demselben Frequenzband, ohne daß sich dabei die Frequenzen der beiden Signale gegenseitig wesentlich beeinflussen.

### 2. Zur These von Mertz und Gray

In diesem Zusammenhang entspann sich eine Diskussion um die Gültigkeit der These von Mertz und Gray. Insbesondere wurde noch kürzlich die Auffassung vertreten, daß bei der Abtastung gewisser ruhender Bilder Frequenzen mit einem ungeraden Vielfachen der halben Horizontalfrequenz auftreten [2, 3]. Es sei hier deshalb kurz gezeigt, daß dies nicht möglich ist.

Die Modulation  $U_m$  eines ruhenden Bildes ist als periodisches Signal durch die Summe von Grundfrequenz  $f_b$  = Bildwechselfrequenz und deren Oberwellen vollständig beschrieben.

$$U_m = \sum_{v=1}^{\infty} A_v \cos(2\pi v f_b t + \Phi_v) \quad (1)$$

Dabei durchläuft  $v$  die Folge ganzer Zahlen

$$v = 1, 2, 3 \dots$$

Ein ungeradzahliges Vielfaches der halben Horizontalfrequenz müßte somit in dieser Summe enthalten sein. Das Glied hätte die Form

$$A_n \cos 2\pi [(m+1/2) f_z t + \Phi_n] \quad (2)$$

( $f_z$  = Horizontalfrequenz,  $m$  = ganze Zahl,  $n$  in der Zahlenfolge  $v$  enthalten).

Für diese Frequenz würde also gelten

$$n f_b = (m+1/2) f_z \quad (3)$$

oder

$$n = (m+1/2) \frac{f_z}{f_b} = (m+1/2) (2g+1) \quad (4)$$

$f_z$  dividiert durch  $f_b$  ist eine ungerade Zahl, nämlich die Zeilenzahl, hat also die Form  $2g+1$  ( $g$  = ganze Zahl).



Damit wird

$$n = 2mg + m + g + 1/2 = G + 1/2 \quad (5)$$

Da  $G$  als Summe ganzer Zahlen wieder eine ganze Zahl ist, wäre  $n$  keine ganze Zahl für die betrachtete Frequenz.  $U_m$  enthält aber nur Frequenzen, für die  $v$ , insbesondere auch  $n$ , eine ganze Zahl ist.

Ungeradzahlige Vielfache der halben Horizontalfrequenz können also bei der Abtastung ruhender Bilder prinzipiell nicht auftreten, wenn ein Raster mit ungerader Zeilenzahl vorliegt. Es ist dies schon deshalb nicht möglich, weil eine solche Frequenz bei der Wiedergabe auf dem Bildschirm Punkte mit zeitlich wechselnder Helligkeit hervorruft. Um solch einen Helligkeitswechsel auf dem Empfängerschirm zu erzeugen, ist aber ein entsprechender Helligkeitswechsel des aufzunehmenden Bildes beim Sender erforderlich, da sich ja Abtastung und Wiedergabe im Prinzip gleichen. Darüber hinaus zeigt Schönfelder, daß auch die Umgebung der betrachteten Frequenzen frei von Information ist [8].

Wenn bei bewegten Bildern ungerade Vielfache der halben Zeilenfrequenz auftreten sollten, so sind diese notwendig, um den Bewegungsablauf richtig wiederzugeben. Sie heben sich also nicht etwa auf dem Bildschirm auf, und zwar aus dem gleichen Grunde, aus dem ihre Erzeugung bei der Abtastung überhaupt möglich ist. Um die betrachteten Frequenzen hervorzurufen, muß die zeitliche Helligkeitsänderung der betrachteten Bildpunkte bei bewegten Szenen sicher in den Bereich der Bildperiodendauer fallen. Störungen, die dann aber wegen der Nichteinhaltung der Frequenzverkämmung auftreten sollten, würden bei der Schnelligkeit dieser Bewegungen keine Rolle mehr spielen.

### 3. Die Frequenzverkämmung als sekundäre Erscheinung

Es zeigt sich nun, daß das Prinzip der Frequenzverkämmung keine notwendige Voraussetzung für die gleichzeitige Übertragung zweier Video-Signale im gleichen Frequenzband bei möglichst geringer Störung ist.

Die Idee der Frequenzverkämmung führte zwangsläufig zur Wahl eines Farbträgers mit einem ungeradzahligem Vielfachen der halben Horizontalfrequenz. Dieser ruft auf dem Bildschirm ein System von hellen und dunklen Punkten hervor, die sich durch zeitliche und räumliche Integration, wie sie das Auge bei einigem Betrachtungsabstand vornimmt, gegenseitig aufheben. Auf Grund der besonderen Phasenlage, die der Träger von Zeile zu Zeile und von Bildperiode zu Bildperiode hat, ist also der Störeindruck am Empfänger besonders gering. Aus dem gleichen Grunde werden diese Frequenzen bei der Abtastung gar nicht erst erzeugt, so daß die bewußten Lücken im Videoband auftreten.

Eine Phasenbeziehung mit besonders geringem Störeindruck auf dem Bildschirm infolge gegenseitiger Auslöschung der Maxima und Minima über Fläche und Zeit kann man aber auch für jede beliebige Frequenz erzeugen, indem man deren Phase z. B. am Anfang jeder Zeile in gegebener Weise ändert. Wird diese Frequenz dann mit einem Farbsignal moduliert, so liegen die Seitenfrequenzen genauso wie der Träger selbst durchaus nicht mehr notwendig in den Lücken zwischen den Vielfachen der Zeilenfrequenz, sondern fallen evtl. sogar mit den Vielfachen zusammen. Das Prinzip der Frequenzverkämmung ist also nicht mehr gewahrt. Dennoch kann der Störeindruck (bei geeigneter Phasenlage des Farbträgers, in räumlich benachbarten Bildpunkten und in aufeinanderfolgenden Bildperioden) genauso gering, ja sogar noch geringer gemacht werden als bei automatischer Phasendrehung, wie sie bei ungeradzahligem Vielfachen der halben Horizontalfrequenz in Verbindung mit einer ungeraden Zeilenzahl entsteht.

Man kann die Sachlage auch so formulieren: die Frequenzverkämmung ist eine zufällige und belanglose Nebenerscheinung für den speziellen Fall, daß kein künstlicher Phasensprung notwendig ist, um eine Aufhebung der Hilfsträgerstörung durch das begrenzte zeitliche und räumliche Auflösungsvermögen des Auges zu erreichen. In diesem besonderen Fall wechselt die Phase des Farbträgers in allen Bildpunkten zeitlich um  $180^\circ$  und ist außerdem zwischen zwei zeitlich benachbarten Zeilen (also räumlich jeder zweiten Zeile) um  $180^\circ$  verschoben.

Diese spezielle Möglichkeit der Farbträger-Störunterdrückung ist sicher nicht die beste. Schon deshalb nicht, weil jeweils zwei räumlich benachbarte Zeilen die gleiche Phasenlage des Farbträgers aufweisen. Beim NTSC-Verfahren ist sie jedoch die einzig mögliche, wenn man

einen übermäßig großen Aufwand im Empfänger vermeiden will. Bei diesem System ist für den Empfang der Farbinformation ein Hilfsoszillator notwendig, der mit dem Farbträgersoszillator im Sender phasensynchron laufen muß. Phasensprünge der beschriebenen Art würden die Synchronisation des Hilfsoszillators im Empfänger aber sehr erschweren.

### 4. Farbübertragung mit zwei Trägern

Den Vorschlag, durch künstliche Phasenumtastung die störende Wirkung des Farbträgers auf dem Bildschirm auf ein geeignetes Maß zu reduzieren, machten Teer und Valeton im Zusammenhang mit ihrem Vorschlag eines Farbfernsehsystems mit zwei Farbträgern [4]. Bei der Einführung von zwei Farbträgern innerhalb des Videofrequenzbandes liegt zunächst der Gedanke nahe, deren Frequenz als ungeradzahliges Vielfaches der halben Horizontalfrequenz auszuliegen, denn jeder Träger für sich würde dann verhältnismäßig wenig auf dem Bildschirm stören. Dabei ist aber zu beachten, daß dann die Schwebung der beiden Träger ein ganzes Vielfaches der Horizontalfrequenz bildet. Infolgedessen tritt diese Frequenz, die im unteren Frequenzbereich des Videobandes liegt, sehr störend in Erscheinung, da Kennlinienkrümmungen im Übertragungskanal unvermeidlich sind [8].

Teer und Valeton schlagen deshalb folgende Anordnung vor: Die untere Farbträgerfrequenz  $f_1$  soll ein ungerades Vielfaches der halben Horizontalfrequenz sein. Zusätzlich wird diesem Träger vor Beginn jedes Teilbildes ein Phasensprung von abwechselnd  $+$  und  $-45^\circ$  erteilt.

Der untere Farbträger hat also die Form

$$A_1 \cos \left[ 2\pi (n + 1/2) f_z t + \Phi_1 \pm \frac{\pi}{4} \right] \quad (6)$$

Die obere Farbträgerfrequenz  $f_2$  ist dagegen ein ganzes Vielfaches der Horizontalfrequenz und erhält einen Phasensprung von  $+$  und  $-90^\circ$  am Anfang jedes Teilbildes. Also

$$A_2 \cos \left[ 2\pi m f_z t + \Phi_2 \pm \frac{\pi}{2} \right] \quad (7)$$

Die Differenzfrequenz  $f_2 - f_1$  hat dann die gleiche Form wie  $f_1$ , hebt sich in ihrer Störwirkung auf dem Schirm also weitgehend auf.

Die beiden Trägerfrequenzen sind zweckmäßig möglichst hoch zu wählen, wobei der Abstand der beiden Träger voneinander genügend groß sein muß, um die Seitenbänder der Farbinformation übertragen zu können (etwa 1 MHz). Teer und Valeton haben Frequenzen gewählt, die bei 3,6 MHz bzw. 4,6 MHz liegen.

Die Wahl der Farbträgerfrequenzen hängt außer von ihrer günstigsten Lage innerhalb des Videofrequenzbandes auch von der Möglichkeit ab, das feste Frequenzverhältnis praktisch verwirklichen zu können, das zwischen ihnen und der Horizontalfrequenz bestehen soll. Das verlangte Frequenzverhältnis wird durch mehrere hintereinandergeschaltete Frequenzteiler hergestellt, deren Teilverhältnisse aus Stabilitätsgründen nicht zu hoch sein soll. Das Verhältnis zwischen Trägerfrequenz und Horizontal- bzw. halber Horizontalfrequenz soll sich also aus kleinen Primfaktoren zusammensetzen.

Tab. I. Farbträger mit Primfaktoren  $\leq 13$

Unterer Farbträger			Oberer Farbträger		
$N_1$	Produktreihe	$f_1$ [MHz]	$N_2$	Produktreihe	$f_2$ [MHz]
507	3·13·13	3,9609375	616	2·2·2·7·11	4,8125
495	3·3·5·11	3,8671875	600	2·2·2·3·5·5	4,6875
455	5·7·13	3,5546875	594	2·3·3·3·11	4,640625
441	3·3·7·7	3,4453125	588	2·2·3·7·7	4,59375
429	3·11·13	3,3515625	576	2·2·2·2·2·2·3·3	4,5
405	3·3·3·3·5	3,1640625	572	2·2·11·13	4,46875
385	5·7·11	3,0078125	560	2·2·2·2·5·7	4,375
			550	2·5·5·11	4,296875

In Tab. I sind für das Farbfernsehsystem mit zwei Farbträgern die Farbträger aufgeführt, die nur Primfaktoren  $\leq 13$  enthalten<sup>1)</sup>, und zwar für den unteren Träger  $f_1$  in dem Frequenzbereich von 3,0 MHz

<sup>1)</sup> Es sind noch höhere Teilverhältnisse zu verwirklichen, doch bleiben sie hier zwecks größerer Stabilität unberücksichtigt.



bis 4,0 MHz, für den oberen Träger  $f_2$  zwischen 4,3 und 4,8 MHz. Die Verhältniszahlen  $N$  beziehen sich auf die halbe Horizontalfrequenz, d. h., sie sind gegeben durch

$$f_1 = N_1 \cdot f_z/2$$

bzw.

$$f_2 = N_2 \cdot f_z/2$$

$N_2$  enthält als kleinsten Primfaktor die Zahl 2, da  $f_2$  ein Vielfaches der Horizontalfrequenz sein soll,  $N_1$  ist dagegen eine ungerade Zahl.

## 5. Eine zweckmäßige Trägerverkopplung

Es empfiehlt sich nun, als Träger solche Frequenzen zu wählen, die möglichst viele gemeinsame Teiler haben. Dann lassen sich nämlich die verlangten Frequenzverhältnisse besonders einfach und phasenstarr verwirklichen. Solche Hilfstträgerpaare sind z. B. die Frequenzen

$$f_1 = 3,4453125 \text{ MHz} = 3 \cdot 3 \cdot 7 \cdot 7 \cdot f_z/2$$

$$f_2 = 4,59375 \text{ MHz} = 4 \cdot 3 \cdot 7 \cdot 7 \cdot f_z/2$$

oder

$$f_1 = 3,3515625 \text{ MHz} = 3 \cdot 11 \cdot 13 \cdot f_z/2$$

$$f_2 = 4,46875 \text{ MHz} = 4 \cdot 11 \cdot 13 \cdot f_z/2$$

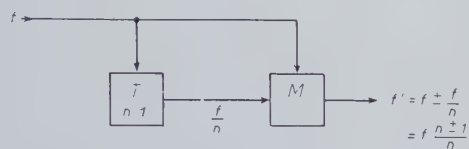


Abb. 2. Frequenzteiler mit gebrochenem Teilverhältnis

Man sieht, daß sich in beiden Fällen  $f_1$  und  $f_2$  um den Faktor  $3/4$  unterscheiden. Mit einer von Dillenburger angegebenen Anordnung [5, 6] gelingt es, dieses gebrochene Teilverhältnis herzustellen. Damit ist es also möglich, unmittelbar die eine Trägerfrequenz aus der anderen zu erzeugen, so daß nur noch die obere Trägerfrequenz  $f_2$  bis auf die doppelte Horizontalfrequenz  $2f_z$  unterteilt zu werden braucht, um den Taktgeber direkt synchronisieren zu können. So ist eine einfache und phasenstarre Verbindung zwischen den verschiedenen Frequenzen geschaffen.

Die Anordnung zur Erzeugung gebrochener Teilverhältnisse besteht aus einem normalen ganzzahligen Teiler  $T$  und einem Modulator  $M$ , der die unterteilte Frequenz  $f/n$  mit der ursprünglichen Frequenz  $f$  mischt (Abb. 2). Aus den entstehenden Modulationsfrequenzen kann man die Summen- bzw. die Differenzfrequenz der dem Modulator zugeführten Signale aussieben. Auf diese Weise gelingt es, eine Frequenz  $f'$  zu erzeugen, die zur ersten Frequenz  $f$  nach Wahl in dem gebrochenen Verhältnis  $\frac{n+1}{n}$  oder  $\frac{n-1}{n}$  steht.

Zur Verkopplung der im Verhältnis  $3:4$  stehenden Farbträger kann man von der oberen Trägerfrequenz  $f_2$  ausgehen ( $f = f_2$ ), diese durch  $n = 4$  teilen und durch Modulation von  $f_2$  und  $f_2/4$  die Differenzfrequenz  $f'$  gleich  $3f_2/4$  bilden. Dies ist bereits die untere Trägerfrequenz  $f_1$ . Umgekehrt kann man aber auch erst  $f_1$  erzeugen, diese durch  $n = 3$  teilen und durch anschließende Modulation die obere Trägerfrequenz  $f_2 = f_1 + f_1/3 = 4f_1/3$  bilden.

Vom oberen Träger leitet man dann die Mutterfrequenz des Taktgebers  $2f_z$  ab, weshalb man zweckmäßig für  $f_2$  ein ganzes Vielfaches

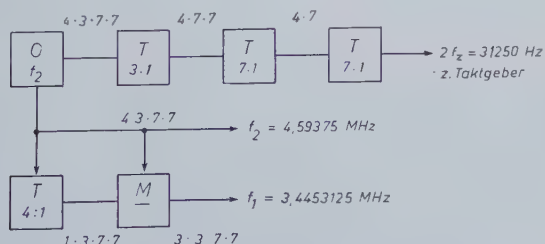


Abb. 3. Einfache Verkopplung zweier Farbträgerfrequenzen und der doppelten Zeilenfrequenz für das Philips-Farbfernsehsystem, entsprechend der CCIR-Norm. Die Produktreihen geben das jeweilige Vielfache der halben Horizontalfrequenz an

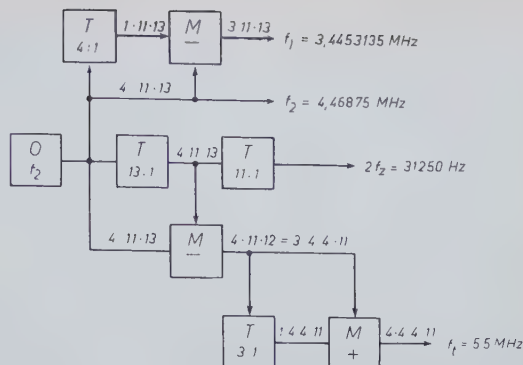


Abb. 4. Verkopplung von Farbträger- und doppelter Horizontalfrequenz sowie der Differenzfrequenz von Bild- und Tonträger für das Philips-Farbfernsehsystem

von  $2f_z$  wählt ( $N_2$  enthalte den Faktor 4). Abb. 3 zeigt die Erzeugung von  $f_1 = 3 \cdot 3 \cdot 7 \cdot 7 \cdot f_z/2$  sowie der doppelten Horizontalfrequenz  $2f_z$  aus  $f_2 = 4 \cdot 3 \cdot 7 \cdot 7 \cdot f_z/2$ .

In Abb. 4 ist als Beispiel dargestellt, wie auch die Differenzfrequenz von 5,5 MHz zwischen Ton- und Bildträger mit den beiden Farbträgerfrequenzen und der Mutterfrequenz des Taktgebers verkopplert werden kann. Als Farbträger sind hierbei die Frequenzen  $f_1 = 3 \cdot 11 \cdot 13 \cdot f_z/2 \approx 3,35 \text{ MHz}$  und  $f_2 = 4 \cdot 11 \cdot 13 \cdot f_z/2 \approx 4,47 \text{ MHz}$  gewählt, die mit der Differenzfrequenz von Bild- und Tonträger  $f_t = 4 \cdot 4 \cdot 4 \cdot 11 \cdot f_z/2 = 704 \cdot f_z/2$  den Faktor 11 gemeinsam haben.  $f_1$  wird aus  $f_2$  wiederum durch eine einzige Frequenzumsetzung erzeugt. Die doppelte Horizontalfrequenz  $2f_z$  entsteht durch zweimalige Unterteilung von  $f_2$  ( $13:1$ ,  $11:1$ ). Die im Verhältnis  $13:1$  unterteilte Frequenz  $f_2$  wird gleichzeitig dazu benutzt, durch Subtraktion von  $f_2$  eine Frequenz mit den Faktoren  $3 \cdot 4 \cdot 4 \cdot 11 \cdot f_z/2$  herzustellen. Durch eine weitere Frequenzumsetzung im Verhältnis  $4:3$  entsteht daraus die Differenzfrequenz von Bild- und Tonträger  $4 \cdot 4 \cdot 4 \cdot 11 \cdot f_z/2$ .

## 6. Die Schaltung

Die Umsetzung des einen Farbträgers in den anderen ist in einer einzigen Verbundröhre möglich [7]. Abb. 5 gibt die Schaltung dafür wieder. Während der Pentodenteil der ECF 80 nur als Trenn- und

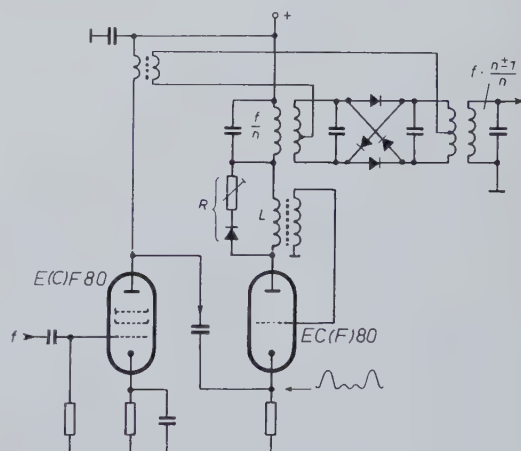


Abb. 5. Schaltbeispiel für eine Frequenzteilerstufe mit gebrochenem Teilverhältnis mit einer Verbundröhre (nach Jaeschke)

Verstärkerstufe für die Eingangsfrequenz  $f$  dient, arbeitet die Triode als Frequenzteiler. Das Teilverhältnis dieser Sperrschwingerschaltung (nach Legler) ist im wesentlichen bestimmt durch die Zeitkonstante  $L/R$  aus Transformatorwicklung im Anodenkreis und dem dazu parallel liegenden Widerstand  $R$  bei geöffneter Diode. Mit Hilfe eines auf die Frequenz  $f/n$  abgestimmten Schwingungskreises im Anodenkreis der Triode wird die durch  $n$  geteilte Eingangsfrequenz  $f$  auf den Eingang eines mit Germaniumdioden bestückten Ringmodulators gekoppelt. Dem Ringmodulator wird außerdem über einen Transformator im Anodenkreis der Pentode die Eingangsfrequenz



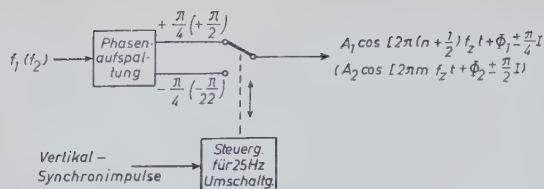


Abb. 6. Blockschaltbild für die Phasenumtastung der beiden Farbträger

selbst zugeführt. Am Ausgang des Ringmodulators kann mit Hilfe eines lose gekoppelten abgestimmten Kreises die Frequenz  $f \cdot \frac{n+1}{n}$  oder  $f \cdot \frac{n-1}{n}$  entnommen werden.

Die in dieser Schaltung enthaltene Teilerstufe eignet sich besonders gut für verhältnismäßig hohe Frequenzen und zeichnet sich durch eine hohe Stabilität aus. Sie wird zweckmäßig auch für die Unterteilung der oberen Trägerfrequenz auf die doppelte Zeilenfrequenz benutzt.

Vor der Verwendung der beiden Farbträger ist noch die beschriebene Phasenumtastung vor jedem Teilbild durchzuführen. Zu diesem Zweck wird jede der Trägerwellen in zwei Schwingungen aufgespalten, die die geforderte Phasenverschiebung zueinander haben. Diese beiden Schwingungen werden mit einem elektronischen Schalter, der jedesmal zwischen zwei Teilbildern umschaltet, abwechselnd für die weitere Verwendung freigegeben (Abb. 6).

An Hand der Abb. 7 sei kurz eine Möglichkeit der praktischen Ausführung beschrieben, und zwar für die untere Trägerfrequenz  $f_1$ .  $Rö1$  dient zur Aufspaltung der Trägerschwingung  $f_1$  in zwei gegen-

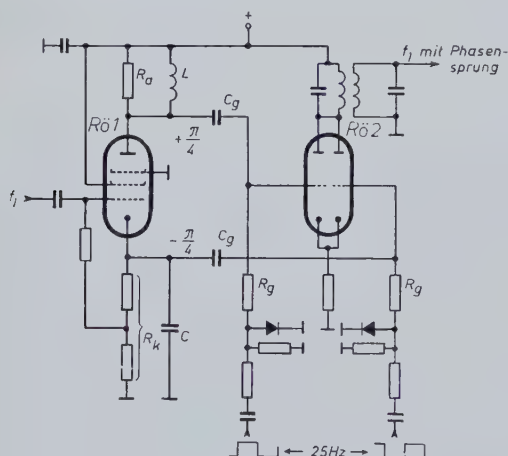


Abb. 7. Anordnung zur Phasenumtastung des oberen Farbträgers  $f_1$  um  $90^\circ$  (bei  $f_2$  entfallen zur Umtastung um  $180^\circ$  L und C)

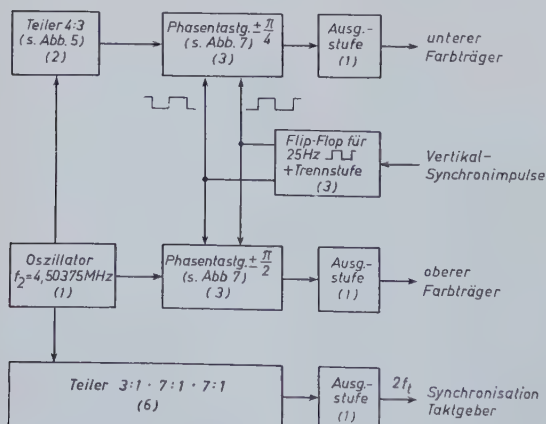


Abb. 8. Blockschaltbild der vollständigen ausgeführten Anlage zur Erzeugung der beiden Farbträger sowie des Steuersignals für den Taktgeber. Die eingeklammerten Zahlen geben die jeweilige Anzahl der Röhrensysteme an

einander um  $90^\circ$  phasenverschobene Schwingungen, deren Amplituden gleich groß sind ( $R_k = \omega L$ ,  $R_a = \frac{1}{\omega C}$ ) (für  $f_2$  mit  $\pm \frac{\pi}{2}$  Phasen-

umtastung entfallen L und C, wobei  $R_a = R_k$  ist). Jedes dieser beiden Signale wird je einem Steuergitter einer Doppeltriode  $Rö2$  zugeführt. Die Koppelzeitkonstante  $C_g \cdot R_g$  ist dabei eben groß genug gewählt, um die Signale unverfälscht zu übertragen. Über die beiden Gitterableitwiderstände werden die beiden Triodensysteme mit Hilfe zweier 25-Hz-Rechteckspannungen entgegengesetzter Polarität wechselseitig gesperrt und geöffnet. Die Flanken der Rechteckspannung fallen zeitlich in die Bildrückläufe. An den verbundenen Anoden der Doppeltriode entnimmt man das endgültige Farbträgersignal über ein Bandfilter, das die Störwirkungen der Schaltstöße aussiebt. Die 25-Hz-Rechteckspannung kann man z. B. mit einer Flip-Flop-Schaltung erzeugen, die mit Vertikalsynchronimpulsen gesteuert wird.

Die vollständige Anordnung zur Herstellung der beiden Farbträgersignale (Abb. 8) wurde im Labor der *Fernseh GmbH* mit 21 Röhrensystemen aufgebaut, einschließlich je einer Ausgangsverstärkerstufe für  $f_1$ ,  $f_2$  und  $2f_2$ . Die Schaltung arbeitet zuverlässig und phasenstarr. Durch entsprechende Steuerung könnte noch ein netzsynchroner Betrieb durchgeführt werden.

#### Schrifttum

- [1] Dome, R. B.: Frequency Interlace Television. Electronics Bd. 23 (1950) Nr. 9, S. 70
- [2] Schwartz, E.: Farbfernsehen. Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 6 (1954) Nr. 5/6, S. 105—126
- [3] Schwartz, E.: Übersicht über die verschiedenen Farbfernsehsysteme. AEÜ Bd. 9 (1955) Nr. 11, S. 487—504
- [4] Haantjes, J., u. Teer, K.: Compatible Colour-Television. Wireless Eng. Bd. 33 (1956) Nr. 1, S. 3—9
- [5] DBP Nr. 827 371. Fernseh GmbH
- [6] Dillenburg, W.: Einführung in die deutsche Fernsehtechnik. 2. Aufl., Berlin 1953, Schiele und Schön, insbesondere S. 235 ff.
- [7] Jaeschke, F.: Zur Dimensionierung des Farbträgers in einem europäischen Farbfernsehsystem nach dem NTSC-Verfahren. Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 7 (1955) Nr. 11/12, S. 224—228
- [8] Schönfelder, H.: Zur These von Mertz und Gray. Erscheint demnächst in der Zeitschrift „Frequenz“

## PERSÖNLICHES

### H. Rößenack †

Am 28. Februar 1956 verschied nach kurzer, schwerer Krankheit das langjährige Vorstandsmitglied der *Hackethal-Draht- und Kabel-Werke AG*, Hannover, Herr Fabrikdirektor Heinrich Rößenack, im fast vollendeten 70. Lebensjahr. Mehr als 50 Jahre galt sein Wirken dem Unternehmen, dessen Entwicklung er in unermüdlicher Schaffensfreude mitbestimmte.

### K. Müller †

Völlig unerwartet verschied am 6. März im Alter von erst 44 Jahren infolge einer plötzlichen Herzerkrankung Direktor Dipl.-Ing. Karl Müller von der *Deutschen Edison-Akkumulatoren-Company*, einer Tochtergesellschaft der *Accumulatoren-Fabrik AG*.

1912 in Hannover geboren, studierte Karl Müller an der dortigen Technischen Hochschule Maschinenwirtschaft, Fachrichtung Elektrotechnik, und trat 1938 bei der *AFA* in das Werk Hagen ein.

Dank seiner hervorragenden technischen Kenntnisse und seiner besonderen Erfahrungen hat Karl Müller die wesentlichen Entwicklungsarbeiten bei der *Deac* persönlich entscheidend mitbestimmt. Maßgeblichen Einfluß konnte er vor allem auf die neuen großen Anwendungsgebiete für die gasdichten Akkumulatoren der *Deac* gewinnen. Seine Ideen bildeten stets wertvolle Anregungen auch für die Fertigung der *Deac*, an deren vielversprechendem Aufstieg in den letzten Jahren er großen Anteil hatte.

### A. Haymann Vorsitzender der Fachabteilung Akkumulatoren und Primärbatterien im ZVEI

Der bisherige Vorsitzende der Fachabteilung Akkumulatoren und Primärbatterien im *Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie e. V.*, Herr Direktor Theodor Drost, Hagen/Westf., ist nach Vollendung des 65. Lebensjahres in den Ruhestand getreten. Als Nachfolger im Vorsitz wurde durch die Versammlung am 8. März 1956 Herr Direktor Alfred Haymann von der *Accumulatoren-Fabrik AG*, Frankfurt/Main, bestimmt. Direktor Haymann, der im 38. Lebensjahr steht, arbeitet bereits seit Jahren als Vertreter der *AFA* in der Fachabteilung mit.



# Zeitschriftenauslese des In- und Auslandes

## DK 621.395.8:534.75

Comeri, F. A.: Perceptibility of Flutter in Speech and Music. *J. SMPTE Bd. 64*, (1955) Nr. 3, S. 117—122, 12 Abb.

## Elektronisches Zählen und Rechnen

### DK 681.143-82

Hoffmann, H.: Aufbau und Wirkungsweise neuzeitlicher Integrieranlagen. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 2, S. 41—52, 23 Abb.; Nr. 3, S. 77—83

### DK 681.142-83

Corey, V. B.: Simplified Analog Computer. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 1, S. 128—131, 3 Abb.

### DK 681.142-83

Rigby, S.: Analog-to-Digital Data Converter. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 1, S. 152—155, 8 Abb.

### DK 621.385:681.142-83

Hines, M. E., Chruncy, M., u. McCarthy, J. A.: Digital Memory in Barrier-Grid Storage Tubes. *Bell System techn. J. Bd. 34* (1955) Nr. 6, S. 1241—1264, 13 Abb.

### DK 621.385.842:539.16.08

Becherer, G., u. Richter, M.: Über eine Zählrohrapparatur für röntgenographische Feinstrukturuntersuchungen. *Experim. Techn. d. Phys. Bd. 3* (1955) Nr. 3, S. 97—108, 16 Abb.

## Steuerungs- und Regelungstechnik

### DK 621.316-71

Princípios fundamentais para o controle eletrônico de motores elétricos. *Boletim Ibrape* (1955) Nr. 22, S. 16—24, 17 Abb. (Port.)

### DK 621.3.072.2:621.316.86:537.29:

#### 537.311.4

Estabilização de tensão com resistência «VDR». *Boletim Ibrape* (1955) Nr. 23, S. 12—19, 16 Abb. (Port.)

### DK 621.316.7:621.9

Müller, R.: Zentralisierte, elektrische Werkzeugmaschinen-Steuerung. *Bull. SEV Bd. 47* (1956) Nr. 1, S. 7—10, 6 Abb.

### DK 621.385.032.212.083.722:621.791.736

Brady, T. W.: The Use of Cold Cathode Counting Tubes for the Control of Resistance Welding. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 336, S. 70—74, 10 Abb.

## DK 621.397:778.55

Hass, W.: Fernsehgroßprojektion mit Inminophoröhren. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 1, S. 17—22, 19 Abb.

## DK 535.64:621.397

Bornemann, I., u. Thurley, I.: Die Bestimmung der Emissionsfarbe von Bildschirmen. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 1, S. 23 bis 26, 4 Abb.

## DK 621.397.6:535.64

Below, F., u. Schwartz, E.: Zur Lage des Farbhilsträgers im Falle einer Übertragung des NTSC-Verfahrens auf die CCIR-Norm mit 625 Zeilen. *Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 7* (1955) Nr. 11/12, S. 229—232, 3 Abb.

## DK 621.397.62

Schade, O. H.: Image Gradation, Graininess and Sharpness in Television and Motion-Picture Systems. Part IV, A & B: Image Analysis in Photographic and Television Systems (Definition and Sharpness). *SMPTE J. Bd. 64* (1955) Nr. 11, S. 593—617, 42 Abb.

## DK 778.53:621.397.9

Fisher, W. F., u. Isom, W. R.: 35 mm Intermittent Motion-Picture Projector for Color Television. *SMPTE J. Bd. 64* (1955) Nr. 12, S. 682—686, 11 Abb.

## DK 621.397.242:621.315.212

Barthel, K.: Fernsehübertragung auf Kabelstrecken. *AETU Bd. 9* (1955) Nr. 8, S. 341 bis 349, 12 Abb.

## DK 621.397.62

Martin, A. V. J.: New Design in Closed-Circuit Television. *Tele-Tech Bd. 14* (1955) Nr. 4, S. 94—96, 112, 133, 13 Abb.

## Elektroakustik

### DK 621.395.623.743.018.78

Distortion in Electrostatic Loudspeakers. Conditions Necessary for Linear Operation. *Wireless Wld. Bd. 62* (1956) Nr. 2, S. 54 bis 55, 4 Abb.

### DK 621.317.361.029.4:621.317.755:

#### 621.395.625.3

Wicker, R. G.: Simplified "Wow" and "Flutter" Measurement. *Wireless Wld. Bd. 62* (1956) Nr. 2, S. 97—98, 3 Abb.

## DK 621.317.761

Kaule, W., u. John, A.: Tonfrequenzspektrometer. *Nachr.-Techn. Bd. 6* (1956) Nr. 1, S. 35—39, 19 Abb.

## Physik

### DK 537.226.33

Shirane, G., Jona, F., u. Popinsky, R.: Some Aspects of Ferroelectricity. *Proc. IRE Bd. 43* (1955) Nr. 12, S. 1738—1793, 79 Abb.

### DK 537.311.1

Blatt, F. J.: Influence of Exchange and Correlation on Electron Transport in Metals. *Phys. Rev. Bd. 99* (1955) Nr. 6, S. 1735 bis 1736

### DK 621.3.011.5:538.51

Marx, G., u. Nagy, K.: Der Energie-Impulstensor der Strahlung in Dielektrika. *Acta Physica Hungar. Bd. 4* (1955) Nr. 5, S. 297 bis 300

### DK 537.122:539.1

Loeb, L. B.: Basic Processes of Gaseous-Electronics. *Berkeley 1955, Univ. of California Press. 1012 S.*

### DK 530.145

Senitzky, J. R.: Quantum Effects in the Interaction between Electrons and High-Frequency Fields. II. *Phys. Rev. Bd. 98* (1955) Nr. 4, S. 875—884

### DK 535.376

Henderson, S. T.: Electroluminescence. *Research Bd. 8* (1955) Nr. 6, S. 219—225, 3 Abb.

## Akustik

### DK 534.322.2.084.842

Allen, V. H.: Laboratory Equipment for Quantizing Speech. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 336, S. 48—52, 10 Abb.

### DK 621.317.757:534.442

Sommer, J.: Akustische Analysatoren. *ATM Lfzg. 240* (1956) V 51—3, S. 1—4, 11 Abb.

## Werkstoffe, Metallurgie

### DK 621.315.612:537.226.33

Hersping, A.: Ferroelektrische keramische Werkstoffe. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 2, S. 53—58, 12 Abb.

### DK 621.315.612:537.226.33

Jaynes, E. T.: Nonlinear Dielectric Materials. *Proc. IRE Bd. 43* (1955) Nr. 12, S. 1733 bis 1737

### DK 621.315.616.9:678.84

Hayden, J. D.: Silicone Insulants. Their Properties and Applications. *Electronic Engng. Bd. 28* (1956) Nr. 336, S. 58—63, 8 Abb.

### DK 621.315.612

Hersping, A.: Fortschritte in der Entwicklung verlustarmer Kondensatorkeramiken. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 1, S. 1—6, 10 Abb.

## Halbleiter und Anwendungen

### DK 621.314.7:621.38

Moll, J. L.: Junction Transistor Electronics. *Proc. IRE Bd. 43* (1956) Nr. 12, S. 1807 bis 1819, 11 Abb.

### DK 621.314.7.001.5:(09)

Pearson, G. L., u. Brattain, W. H.: History of Semiconductor Research. *Proc. IRE Bd. 43* (1955) Nr. 12, S. 1794—1806, 2 Tab.

### DK 539.153:539.11:546.28:546.289

Herman, F.: The Electronic Energy Band Structure of Silicon and Germanium. *Proc. IRE Bd. 43* (1955) Nr. 12, S. 1703—1732, 12 Abb.

### DK 621.314.7:621.375

Wulfsberg, P. G.: Transistors Up Reliability of Broadcast Remotes. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 1, S. 122—125, 6 Abb.

### DK 621.314.7:621.375

Circuitos básicos com transistores. Circuitos amplificadores. *Boletim Ibrape* (1955) Nr. 23, S. 3—11, 23 Abb. (Port.)

### DK 537.311.33

Losco, E. F.: Properties of Silicon Power Rectifiers. *Commun. and Electronics* (1955) Nr. 17, S. 106—111



DK 621.314.7:621.317.755:621.373.444.1

Taylor, J. W., u. Moore, T. M.: Transistor C-R Tube Deflection Circuit. *Electronics Bd.* 28 (1955) Nr. 7, S. 146—149, 4 Abb.

DK 621.314.7

Dacey, G. C., u. Ross, I. M.: The Field Effect Transistor. *Bell Syst. techn. J. Bd.* 34 (1955) Nr. 6, S. 1149—1189, 20 Abb.

## Magnete und magnetische Werkstoffe

DK 536.114:621.38.083

Grissner, B., u. d. Zwang, H.: Aufnahme von Wechselstrom-Magnetisierungskurven mit Hilfe elektronischer Meßgeräte. *Ind.-Elektronik Bd.* 3 (1955) Nr. 6, S. 12—15, 11 Abb.

DK 621.317.411.029.6

Reich, K. H.: Über die Messung der magnetischen Permeabilität von Metallen mittels Hohlraumresonanz und die Permeabilität von Eisen im Gebiet der ferromagnetischen Resonanz. *Frequenz Bd.* 9 (1955) Nr. 12, S. 414—422, 10 Abb.

DK 621.318.1.029.6

Berk, A. D., u. Lengyel, B. A.: Magnetic Fields in Small Ferrite Bodies with Applications to Microwave Cavities Containing Such Bodies. *Proc. IRE Bd.* 43 (1955) Nr. 11, S. 1587—1591, 1 Abb.

DK 621.3.023

Pfeifer, H.: Über den Einfluß einer Inhomogenität des Hochfrequenzfeldes bei der magnetischen Kernresonanz. *Z. angew. Phys. Bd.* 7 (1955) Nr. 8, S. 389—391

DK 621.318.2:3.029.6

Egelbort, I.: Sur quelques causes d'erreur dans l'étude des substances magnétiques aux fréquences radioélectriques. *Onde électr. Bd.* 35 (1955) Nr. 338, S. 471—475, 3 Abb.

DK 538.2

Blots, M. S.: Preparation of Thin Magnetic Films and their Properties. *J. appl. Phys. Bd.* 26 (1955) Nr. 8, S. 975—980, 9 Abb.

DK 537.311.33

Foner, S.: Hall Effect in Permalloys. *Phys. Rev. Bd.* 99 (1955) Nr. 4, S. 1079—1081, 3 Abb.

DK 621.318.22:538.221

Peissner, G.: Etude du contrôle des matériaux magnétiques utilisés en radioélectricité. *Onde électr. Bd.* 35 (1955) Nr. 336, S. 366—373, 9 Abb.

DK 621.318.323.2.029.5

O'Meara, Th. R.: Wideband Ferrite-Core Transformer for High Frequencies. *Tele-Tech. Bd.* 14 (1955) Nr. 4, S. 73—75, 164 bis 168, 10 Abb.

## Meßtechnik, Meßgeräte

DK 621.316.726.029.4:621.317.76.029.4

Mooser, L.: Der Netzfrequenzzeiger. *Rohde & Schwarz-Mitt.* (1955) Nr. 7, S. 460—469, 15 Abb.

DK 621.317.39:531.751.2

Schub, W.: Das Messen großer mechanischer Verlagerungen mittels Dehnungsmeißteilen in Anwendung bei Schwingungsversuchen. *Ind.-Elektronik Bd.* 3 (1955) Nr. 6, S. 3—7, 9 Abb.

DK 621.317.755

Reeves, R. J. D.: Voltage Coincidence Oscilloscope. *Wireless Wld. Bd.* 62 (1956) Nr. 2, S. 85—87, 4 Abb.

DK 621.397.61.018.08

Barr, J. N., u. Secker, G. W.: A Radio Interference Measuring Set Using Point Contact Transistors. *Electronic Engng. Bd.* 28 (1956) Nr. 336, S. 63—67, 6 Abb.

DK 621.317.761

Sattelberg, K.: Ein hochstempfindlicher Zeitgleichungsmesser mit mechanischem Resonanzkreis. *ETZ-A Bd.* 77 (1956) Nr. 3, S. 84—87, 7 Abb.

DK 621.317.727

Dann, S. K., u. Nettel, D. F.: A Digital Potentiometer. *Electronic Engng. Bd.* 28 (1956) Nr. 336, S. 66—69, 3 Abb.

DK 621.317.742

Anderson, J. C.: The Phase Comparator. *Electronic Engng. Bd.* 28 (1956) Nr. 336, S. 63—65, 5 Abb.

DK 621.317.2

Hersch, W.: Eine fahrbare Meßkabine zur oszilloskopischen Aufzeichnung schnell verlaufender Hochspannungsvorgänge. *ETZ-A Bd.* 77 (1956) Nr. 4, S. 105—107, 8 Abb.

DK 621.376.3:621.373.4

Middendorf, G.: Ein Normalhubgenerator hoher Präzision. *Rohde & Schwarz-Mitt.* (1955) Nr. 7, S. 429—436, 14 Abb.

DK 621.317.725:621.385

Nunn, A., u. Muney, C.: Digital Presentation Vacuum-Tube Voltmeter. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 1, S. 148—149, 2 Abb.

DK 621.319.43

Gordon, J. F.: Electrically Variable Gas-Dielectric Capacitor. *Electronics Bd.* 29 (1956) Nr. 1, S. 158—160, 7 Abb.

DK 621.316.923

Demun, A.: Eigenartige Korrosionserscheinungen bei Feinsicherungen. *NTZ Bd.* 9 (1956) Nr. 1, S. 19—20, 3 Abb.

DK 621.315.61:542.63.546.57

Kohmann, G. T., Hermance, H. W., u. Downes, G. H.: Silver Migration in Electrical Insulation. *Bell System techn. J. Bd.* 34 (1955) Nr. 6, S. 1115—1147, 20 Abb.

DK 621.396.9:629.13

Herve, M.: Le problème des pièces détachées radioélectriques d'aviation. *Onde électr. Bd.* 35 (1955) Nr. 340, S. 645—654, 14 Abb.

DK 621.319.4:621.315.616.96

Flake, S., u. Pigeonnier, A.: Les condensateurs en polystyrol. *Onde électr. Bd.* 35 (1955) Nr. 336, S. 288—294, 12 Abb.

DK 621.315.613.1

Varadi-Balman, P., u. Kokan, V.: Comportement en haute fréquence des condensateurs au mica. *Onde électr. Bd.* 35 (1955) Nr. 336, S. 295—307, 22 Abb.

DK 621.316.36:621.385

Lebens, J. C.: Fuses for Electronic Equipment. *Tele-Tech Bd.* 14 (1955) Nr. 4, S. 79, 118, 134, 136, 138, 1 Abb.

## Funkortung

DK 621.396.963.31

Eine Neuentwicklung: VHF-Stichpeilanlage NAPI. *Rohde & Schwarz-Mitt.* (1955) Nr. 7, S. 473—474, 3 Abb.

DK 623.451.529

Radar Guided Missiles. Principles of Control Systems Used in Ground-to-Air Defence Weapons. *Wireless Wld. Bd.* 62 (1956) Nr. 2, S. 67—70, 5 Abb.

DK 621.396.67.029.62 63:621.396.663

Greif, R., u. Huber, F. R.: Sende-, Empfangs- und Peilantennen für den Flugsicherungsdienst in den Bereichen 100 bis 156 MHz und 235 bis 470 MHz. *Rohde & Schwarz-Mitt.* (1955) Nr. 7, S. 441—456, 43 Abb.

DK 550.835

Laufener, M.: Radio-Astronomie. *Onde électr. Bd.* 35 (1955) Nr. 339, S. 610—619, 9 Abb.

DK 621.396.67

Mark, M.: Aerodynamic Loading of Radar Antennas. *Tele-Tech Bd.* 14 (1955) Nr. 4, S. 90—92, 161—163, 6 Abb.

DK 621.395.6

Baker, H., u. Gee, J. A.: Experimental Electronic Director-Field Trial Results. *J. Post office electr. Engrs. Bd.* 47 (1955) Nr. 4, S. 197—202

DK 621.396.968

Schooley, A. H.: Evaluation of Radar Sea Clutter. *Tele-Tech Bd.* 14 (1955) Nr. 3, S. 70—71, 118, 128, 130, 132, 5 Abb.

DK 621.396.96

Rooney, T. J., Rider, L. S., u. Rutnick, B. H.: Cumulative Probability of Radar Detection. *Tele-Tech Bd.* 14 (1955) Nr. 4, S. 70—72, 178, 180—181, 184, 4 Abb.

## Fernsehen, Bildübertragung

DK 621.397.6:535.64

Jaschke, F.: Zur Dimensionierung des Farbträgers in einem europäischen Farbfernsehsystem nach dem NTSC-Verfahren. *Techn. Hausmitt. NWDR Bd.* 7 (1955) Nr. 11/12, S. 224—228, 12 Abb.

DK 621.397.61

Dillenburger, W.: Über die Schwarzpegelhaltung in Fernsehabschlusgeräten. *Techn. Hausmitt. NWDR Bd.* 7 (1955) Nr. 11/12, S. 217—223, 11 Abb.

DK 621.397.6

Müller, J.: Stand der Normung von Prüf- und Meßverfahren für die Fernseh-Übertragungs-*Techn. Hausmitt. NWDR Bd.* 7 (1955) Nr. 11/12, S. 209—216, 15 Abb.

DK 621.397.1

Leclat, R.: La distorsion de phase en télévision. *Radio-Revue Bd.* 8 (1956) Nr. 2, S. 104—108, 13 Abb.

DK 621.397.8.001.4

Czech, J.: Kontrolle der Übertragungsseigenschaften von Fernsehverbindungen während des Programmes durch Prüfzeit-Oszillogramme. *Ind.-Elektronik Bd.* 3 (1955) Nr. 6, S. 8—11, 9 Abb.

DK 621.397.6

Martin, H.: Cellules passe-tout correctrices de phase calcul d'un égaliseur de temps de propagation pour transmission de télévision. *Cables & Transmission Bd.* 10 (1956) Nr. 1, S. 31—43, 7 Abb.



**DK 621.385.833:537.533**  
*Walker, L. R.*: Power Flow in Electron Beams. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 8, S. 1031—1034

**DK 621.385.833**  
*Hernquist, K. G.*: Plasma Oscillations in Electron Beams. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 8, S. 1029—1030, 2 Abb.

**DK 537.543:621.385.833**  
*Daykin, P. N.*: Electrode Shapes for a Cylindrical Electron Beam. *Brit. J. appl. Phys.* Bd. 6 (1955) Nr. 7, S. 248—250

**DK 537.533.9:537.534.9**  
*Jelley, J. V.*: Cerenkov Radiation and its Application. *Brit. J. appl. Phys.* Bd. 6 (1955) Nr. 7, S. 227—232

**DK 621.385.1:621.395**  
*Edsman, S.*: Die Langbleibensröhren 18 A Q 5 II 6 A Q 5 L und 18 C 51 II 2 C 51 L. *Eriasson Rev., Stockh., Bd. 32* (1955) Nr. 1, S. 25—28, 6 Abb.

**DK 621.385**  
*Johnson, E. O., u. Webster, W. M.*: Studies of Externally Heated Hot Cathode Arcs. *RC A Rev.* Bd. 16 (1955) Nr. 1, S. 82—108, 11 Abb.

**DK 621.385:621.3.032.216**  
*Amakasu, K., Imai, T., u. Asano, M.*: Effondrement de l'émission des cathodes à oxydes. *Vide Bd. 10* (1955) Nr. 55, S. 366 bis 379, 13 Abb.

**DK 621.3.032.216**  
*Penotet, H.*: Les empoisonnements des cathodes à oxydes. *Vide Bd. 10* (1955) Nr. 55, S. 362—365

## Elektronenoptik

**DK 621.385.833**  
*Katagiri, S.*: Experimental Investigation of Chromatic Aberration in the Electron Microscope. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 26 (1955) Nr. 9, S. 870—873, 5 Abb.

**DK 621.385.833**  
*Lippert, W.*: Erfahrungen mit einer Zwi-schenlinse bei einem Siemens-Elektronen-mikroskop älterer Bauart. *Optik Bd. 12* (1955) Nr. 6, S. 274—280, 5 Abb.

## Fotozellen, Fotoelektronik

**DK 621.383.4**  
*Shive, J. N., u. Zuk, P.*: Junction Photo-transistors. *Bell Lab. Rec. Bd. 33* (1955) Nr. 12, S. 445—449, 8 Abb.

**DK 537.312.5:546.289:546.28**  
*Schultz, M. L., u. Morton, G. A.*: Photo-conduction in Germanium and Silicon. *Proc. IRE Bd. 43* (1956) Nr. 12, S. 1819—1828, 10 Abb.

**DK 621.3.032.217**  
*Widmaier, W., u. Engstrom, R. W.*: Variation of the Conductivity of the Semitransparent Cesium-Antimony Photocathode. *RC A Rev.* Bd. 16 (1955) Nr. 1, S. 109—115, 6 Abb.

**DK 621.383**  
*Engstrom, R. W.*: Calculation of Radiant Photoelectric Sensitivity from Luminous Sensitivity. *RC A Rev.* Bd. 16 (1955) Nr. 1, S. 116—121

**DK 621.385.15**  
*Greenblatt, M. H.*: On the Measurement of the Average Time Delay in Secondary Emission. *RC A Rev.* Bd. 16 (1955) Nr. 1, S. 52—64, 5 Abb.

**DK 539.166.831**  
*Taft, E., u. Apker, L.*: Photoelectric Emission from Polycrystalline Graphite. *Phys. Rev.* Bd. 99 (1955) Nr. 6, S. 1831 bis 1832, 3 Abb.

**DK 621.383.27:537.312.5**  
*Pelchowitch, I.*: Some Remarks as to Dark Current and Pulse Height Distribution in E. M. I. 6260 Photomultipliers. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 26 (1955) Nr. 5, S. 470—474, 8 Abb.

**DK 621.383:621.314.63:669.783**  
*Grannille, J. W.*: A Two-State Light-Activated Circuit Element Using Germanium. *Brit. J. appl. Phys.* Bd. 6 (1955) Nr. 5, S. 172 bis 173

**DK 621.383.2**  
*Miniature Cadmium Sulfide and Lead Sulfide Photocells.* *Electr. Manufact.* Bd. 55 (1955) S. 108—113

## Bauelemente

**DK 621.316.86:537.29:537.311.4**  
*Resistências variáveis com a tensão («VDR»).* *Bol. Univ. Ibrapa* (1955) Nr. 22, S. 5—11, 18 Abb. (Port.)

**DK 621.319.4**  
*Wéhe, H. G.*: Miniature Metallized Lacquer-Film Capacitors. *Bell Lab. Rec. Bd. 33* (1955) Nr. 12, S. 441—444, 6 Abb.

**DK 621.319.4:621.315.615**  
*Hochhäuser, P.*: Kältebeständigkeit clo-phenimprägnierter Kondensatoren. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 4, S. 101—105, 5 Abb.

**DK 621.317.742.021.6**  
*Yu, Y. P.*: Measuring Phase at R.F. and Video Frequencies. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 1, S. 138—139, 2 Abb.

**DK 621.316.727:621.317.78**  
*Rao, P. V.*: Phase Shifter Circuit Tests Power Meters. *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 1, S. 156—157, 3 Abb.

**DK 621.375.3.08**  
*Magnetic-Switch Transient Analyzer.* *Electronics Bd. 29* (1956) Nr. 1, S. 150—151, 2 Abb., 1 Tab.

## Elektrotechnik

**DK 621.785.545.45:62.002.2**  
*Belling, K., u. Sehler, H.-K.*: Hochfrequenz-Härtmaschine vom Standpunkt der Konstruktion. *AE G Mitt.* Bd. 45 (1955) Nr. 11 und 12, S. 517—522, 12 Abb.

**DK 621.365.5:621.396.614**  
*Köpke, H.*: Hochfrequenzgeneratoren für Induktionserwärmung. *AE G Mitt.* Bd. 45 (1955) Nr. 11, 12, S. 510—512, 4 Abb.

**DK 621.365.55**  
*Marlot, L.*: Le chauffage H.F. par pertes diélectriques. *Electronique ind.* (1956) Nr. 6, S. 213—216, 5 Abb.

## Übertragungstechnik

**DK 621.396.822.1**  
*Güttlinger, P.*: Nichtlineares Übersprechen bei Mehrträger-Kanal-Systemen. *AET Bd. 9* (1955) Nr. 12, S. 573—577, 6 Abb.

**DK 621.395.44**  
*Hannemann, H., u. Pichatzek, H.*: Trägerfrequenz-Einrichtung für Kabel, Freileitungen und Funkwege. *NTZ Bd. 9* (1956) Nr. 1, S. 10—18, 22 Abb.

**DK 621.398:621.396.44**  
*Schumm, E., u. Bergmann, G.*: Trägerfrequenz-Fernwirk-Übertragungssystem für 18 Kanäle auf Hochspannungsleitungen. *ETZ-A Bd. 77* (1956) Nr. 3, S. 69—75, 10 Abb.

**DK 621.372**  
*Bowness, C.*: Strip Transmission Lines. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 335, S. 2 bis 7, 11 Abb.

**DK 621.315.212.029.5:621.011.21**  
*Blackband, W. T.*: The Choice of Impedance for Coaxial Radio-Frequency Cables. *Proc. IEE Bd. 102* (1955) Nr. 6, S. 804—814, 10 Abb.

## Funktechnik

**DK 621.396.7:621.3.029.53**  
*Belger, E., u. von Rautenfeld, F.*: Erforderlicher Störabstand der Feldstärken von zwei Mittelwellensendern in Abhängigkeit von der Frequenzdifferenz. *Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 7* (1955) Nr. 11/12, S. 235—237, 6 Abb.

**DK 621.396.7:621.3.029.53**  
*Belger, E., u. von Rautenfeld, F.*: Empfangsverbesserung durch Frequenzversatz bei Gemeinschaftswellen. *Techn. Hausmitt. NWDR Bd. 7* (1955) Nr. 11/12, S. 232—234, 2 Abb.

**DK 621.396.72**  
*Ducot, C.*: Procédé technique pour l'amélioration des performances des faisceaux hertziens en téléphonie. *Onde électr.* Bd. 35 (1955) Nr. 334, S. 41—54, 6 Abb.

**DK 681.116**  
*Dobbie, A. K.*: An Electronic Programme Clock. *J. Post Office electr. Engrs.* Bd. 48 (1955) Nr. 1, S. 12—13

**DK 621.396.62:621.373.444**  
*Chih Chi Hsu*: On the Principle and Design of a Trigger Circuit of a Signal-Seeking Radio Using "Difference-Voltage." *Proc. IRE Bd. 43* (1955) Nr. 11, S. 1591—1607, 22 Abb.

## Laufzeitröhren, Beschleuniger

**DK 620.179.152:621.384.613**  
*Schittenhelm, R.*: Ein 15-MeV-Betatron für zerstörungsfreie Werkstoffprüfung III. Die Gesamtanlage und ihre Leistung IV. Aufnahme- und Detailerkennbarkeit. *ATM Lfg. 239* (1955) V 9114—15, S. 275 bis 267, 4 Abb.; *Lfg. 240* (1956) V 9114—16, S. 9—12, 11 Abb.

**DK 621.384.62:537.533**  
*Uhlmann, E. M., u. Hsieh, C. L.*: Some Physical Characteristics of a 45-MeV Linear Electron Accelerator for Therapeutic Applications. *Radiology Bd. 64* (1955) Nr. 4, S. 587

**DK 621.385:615.83**  
*Skaggs, L. S., Nygaard, J. C., u. Lanzi, L. H.*: Design and Initial Operation of a 50-MeV-Microwave Linear Accelerator for Electron Beam Therapy. *Radiology Bd. 64* (1955) Nr. 1, S. 117

**DK 621.314.7:53.083.2**  
*Dresselhaus, G., Kip, A. F., u. Kittel, C.*: Cyclotron Resonance of Electrons and Holes in Silicon and Germanium Crystals. *Phys. Rev. Bd. 98* (1955) Nr. 2, S. 368—384, 12 Abb.



## DK 621.384.611:587.534

Schrank, G.: Energy Control for External Cyclotron Beams. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 26 (1955) Nr. 7, S. 677—680, 5 Abb.

## DK 621.384.612:557.533.7

Hammer, C. L., u. Bureau, A. J.: Method for the Prompt Destruction of the Electron Beam in a Synchrotron. I, II. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 26 (1955) Nr. 6, S. 594—598, 6 Abb.; S. 598—600, 4 Abb.

## Schwingungserzeuger

### DK 621.373.43

Decadent, J.: Les transistrons en haute fréquence. *Electronique* (1956) Nr. 110, S. 7 bis 12, 12 Abb.

### DK 621.373:621.314.7

Circuitos osciladores e comutadores com transistores. *Boletim Urupé* (1955) Nr. 22, S. 12—15, 11 Abb. (Port.)

### DK 621.319.54:621.396.61

Müller, H.: Hochfrequenzgeneratoren hoher Spannung für Prüfzwecke. *ATM Lfg.* 240 (1956) Z 62-2, S. 17—18, 5 Abb.

### DK 621.373.421.12

Penton, W. A., u. Court, G. W. G.: A Harmonic Generator with Tuning Fork Drive. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 335, S. 13—15, 2 Abb.

## Sender

### DK 621.396.61

Flicker, H., u. Gerhold, J.: Dekadische Stufenstufen für Lang-, Mittel- und Kurzwellensender. *Rohde & Schwarz-Mitt.* (1955) Nr. 7, S. 470—472, 3 Abb.

### DK 621.396.61:621.317.361

Cagan, J.: Correcteur automatique de fréquence pour émetteur de télécommunications sur ondes centimétriques. *Onde élect.* Bd. 35 (1955) Nr. 335, S. 151—158

## Mikrowellentechnik

### DK 621.392.5

Thompson, G. H. B.: Unusual Waveguide Characteristics Associated with the Apparent Negative Permeability Obtainable in Ferrites. *Nature, Lond.* Bd. 175 (1955) Nr. 4469, S. 1135—1136

### DK 585.33

Romer, R. H., u. Dieke, R. H.: New Technique for High-Resolution Microwave Spectroscopy. *Phys. Rev.* Bd. 99 (1955) Nr. 2, S. 532—536, 5 Abb.

## Modulation und Demodulation

### DK 621.397.62:621.376.332.029.62:621.317.029.62

Lucius, H.: Der Fernsehmodemulator Type AMF. *Rohde & Schwarz-Mitt.* (1955) Nr. 7, S. 436—440, 10 Abb.

### DK 621.376.222

Lehovec, K.: Gate Modulation of Electromagnetic Radiation. *J. appl. Phys.* Bd. 26 (1955) Nr. 5, S. 495—496

### DK 621.376.2

Small, A. M.: Some Parameters Influencing the Pitch of Amplitude Modulated Signals. *J. acoust. Soc. Amer.* Bd. 27 (1955) Nr. 4, S. 751—760, 4 Abb.

## Impulsverfahren

### DK 621.373.43:621.397.3:621.317.3

Dennis, E.: Messungen an einem Studio-Impulsgeber. *Rohde & Schwarz-Mitt.* (1955) Nr. 7, S. 456—460, 19 Abb.

### DK 621.392.015.7

Sunde, E. D.: Theoretical Fundamentals of Pulse Transmission. II. *Bell Syst. techn. J.* Bd. 33 (1955) Nr. 4, S. 987—1010, 49 Abb.

### DK 621.317.333.4.6:621.396.9

Henneberg, H.: Der Reflektograph II. *Siemens-Z.* Bd. 29 (1955) Nr. 9, S. 395—399, 13 Abb.

## Netzwerke, Filter

### DK 621.372.54

Thiele, A. N.: The Design of Filters Using only RC sections and Gain Stages. *Electronic Engng.* Bd. 28 (1956) Nr. 336, S. 80—82, 19 Abb.

### DK 621.372.5

Juster, F.: Notes de laboratoire sur les circuits RC en électronique. *Electronique* (1956) Nr. 110, S. 19—22, 10 Abb.

## Verstärker

### DK 621.314.7:621.375:546.28

Lacy, J. W., u. Davis jr., P. D.: Servo Amplifier Uses Silicon Power Transistors. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 1, S. 136 bis 137, 6 Abb.

### DK 621.375

Wadey, W. G.: Biasing Large Amplifiers. *Electronics* Bd. 29 (1956) Nr. 1, S. 141

## DK 621.315:621.375:621.385

Bassole, P., u. Eldin, J.: L'utilisation des tubes électroniques au service des lignes souterraines à grande distance. *Cables & Transmission* Bd. 10 (1956) Nr. 1, S. 53 bis 64, 3 Abb.

### DK 621.375

Yadan, R.: Peak Limiting Amplifiers. *J. Inst. Telecom. Eng.* Bd. 1 (1955) Nr. 3, 147—154, 11 Abb.

### DK 621.375.4:621.314.7

Hibbourn, R. A., u. Jones, D. D.: Transistor Power Amplifiers. *Proc. IEE* Bd. 102 (1955) Nr. 6, S. 763—774, 13 Abb.

### DK 621.375.1

Raymond, F. H.: Sur la réalisation d'un coefficient de transfert donné ou les montages d'amplificateurs à réaction. *Onde élect.* Bd. 35 (1955) Nr. 335, S. 105—112, 14 Abb.

### DK 621.375.1

Fell, F.: Die Verstärkungskonstanten gegen gekoppelten Verstärker. *Regelungstechn.* Bd. 3 (1955) Nr. 1, S. 4—11, 7 Abb.

### DK 621.375.127:621.3.072.2.025

Leakey, D. M., u. Gilson, R. B.: UL Output Transformers. Stability of "Ultra Linear" Push-Pull Output Stages at High Frequencies. *Wireless Wld.* Bd. 62 (1956) Nr. 1, S. 29 bis 32, 12 Abb.

### DK 621.375.13.018.78

Ketchledge, R. W.: Distortion in Feedback Amplifiers. *Bell System techn. J.* Bd. 34 (1955) Nr. 6, S. 1265—1285, 3 Abb.

### DK 621.375.1

Cederbaum, I., u. Balaban, P.: Automatic Drift Compensation in de-Amplifiers. *Rev. sci. Instrum.* Bd. 26 (1955) Nr. 8, S. 745 bis 747, 6 Abb.

### DK 621.375.1.001.24

Tsykin, G. S.: Berechnung eines Katodenverstärkers. *Radioelektronika* Bd. 10 (1955) Nr. 1, S. 37—44 (Russ.)

## Antennen

### DK 621.396.67

Gouvenit, A. de: Les antennes à très large bande. *Electronique* (1956) Nr. 110, S. 23 bis 28, 11 Abb.

### DK 621.396.67.77

Baur, K.: Das Phasenzentrum von Äperturstrahlern. *AEÜ* Bd. 9 (1955) Nr. 12, S. 541 bis 546, 7 Abb.

## DK 621.396.67.029.6

Henley, E. J., u. Young, L. G.: Pulse Equipment for Microwave Antenna Tests. *Bell Lab. Rec.* Bd. 34 (1956) Nr. 1, S. 13—16, 6 Abb.

### DK 621.396.67.778

Sommers, D. J.: Photoetched Antennas for Supersonic Aircraft. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 130—133, 10 Abb.

### DK 621.396.67

Scheldorf, M. W., u. Grunville, K.: F-M Antenna Inside the A-M Tower. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 8, S. 130—131, 1 Abb.

### DK 621.396.67.6

Barr, W. C.: Adcock Direction Finder. *Wireless Eng.* Bd. 3 (1956) Nr. 1, S. 20 bis 24, 2 Abb.

### DK 621.396.67.7.3

Heilmann, A.: Die günstige Strom- oder Feldverteilung bei Flächen- und Längsstrahlern mit kontinuierlicher Belegung. *NITZ* Bd. 9 (1956) Nr. 1, S. 1—9, 19 Abb.

## Fertigung elektronischer Geräte

### DK 621.316.7:621.755.52

Janet, A.: Le contrôle automatique des pièces détachées fabriquées en série. *Electronique ind.* (1956) Nr. 6, S. 202—204, 7 Abb.

### DK 621.396.9:621.37.9.004.6:623

Dummer, G. W. A., Breckley, R. B., Godfrey, G. C., u. Nash, A. J.: Maintainability of Services Equipment. *J. Brit. Inst. Radio Engng.* Bd. 15 (1956) Nr. 6, S. 283—313, 6 Abb.

### DK 621.317.733.024:601.18

Upham, J. L.: Automatic A-C Bridges Sort Ceramic Capacitors. *Electronics* Bd. 28 (1955) Nr. 7, S. 106—111, 5 Abb.

## Elektronenröhren

### DK 621.396.615.1:621.396.614:621.365.5

Kopke, H., u. Ureda, E.: Belastungsverhältnisse und Eigenschaften von Senderöhren im Induktionsgenerator, dargestellt am Beispiel eines 6-kW-Generators. *AEÜ Mitt.* Bd. 45 (1955) Nr. 11/12, S. 523—528, 9 Abb.

### DK 621.385.833

Bae, E. B.: Eine neue Feinstrahl-Elektronenkanone mit indirekt geheizter Wolfram-Bolzenkathode und Ionenrennung. *Optik* Bd. 12 (1955) Nr. 8, S. 377—384, 10 Abb.



## Übersicht

Die Beobachtung eines Regelvorganges an einem wirklichen Regelkreis ist aus mehreren Gründen sehr umständlich. Der zeitliche Ablauf eines derartigen Vorganges ist in der Wirklichkeit häufig so langsam, daß er sich der direkten Beobachtung, z. B. mit einem Katodenstrahl-Oszillografen, entzieht. Weiterhin entspricht in den meisten Fällen der zeitliche Verlauf der Störung weder der Sprung- noch einer anderen gewünschten Funktion, so daß erst durch zeitraubende Rechnungen der Verlauf des Regelvorganges bei einem sprunghaften Auftreten der Störgröße festgestellt werden kann. Außerdem stehen Regelanlagen für Versuche nur selten zur Verfügung. Sind sie tatsächlich vorhanden, so ist ihre Benutzung sehr kostspielig.

Der Wunsch nach Modellregelkreisen ist also berechtigt und spiegelt sich auch in verschiedenen Veröffentlichungen wider, z. B. [1].

Je nach Aufwand können Anlagen gebaut werden, die entweder geeicht sind und mit denen sich schwierige Rechnungen umgehen lassen oder die als ungeeichte Instruktionsmodelle dazu dienen, die schwierige Materie der Regelvorgänge besser verständlich zu machen. Gerade diese Instruktionsmodelle sollten viel häufiger eingesetzt werden, denn auch die schwerverständliche Regelungstechnik ist wesentlich leichter einzusehen, wenn die Zeitvorgänge sichtbar sind. Es soll nun das Prinzip einer rein elektronischen Anordnung beschrieben werden, die sich speziell für qualitative Untersuchungen eignet.

Die Anordnung ist dabei so aufgebaut, daß wahlweise die Übergangsfunktion des Reglers, der Regelstrecke oder die Einschwingvorgänge im geschlossenen Regelkreis (bei einer sprunghaft an verschiedenen Stellen des Kreises einsetzenden Störung) auf einem Katodenstrahl-Oszillografen sichtbar gemacht werden können.

## 1. Das Grundsaltbild

Zur Verwirklichung des Modellregelkreises müssen alle Glieder, die im normalen Regelkreis vorhanden sind, nachgebildet werden. Wie Abb. 1 zeigt, sind dies der Regler und die Regelstrecke. Auf den Reglereingang wirkt die Regelgröße  $X$  und der Sollwert  $X_k$ . Die Stellgröße  $Y$  liegt am Eingang der Regelstrecke. Die Störgröße  $Z$  kann im Gegensatz zu der Darstellung auf Abb. 1 an den verschiedensten Punkten des Regelkreises angreifen. Um nun den zeitlichen Ablauf der verschiedenen Größen mit einem Katodenstrahl-Oszillografen sichtbar zu machen, muß die Wiederholungsfrequenz der Störung hoch genug gewählt werden. Die einzubauenden Zeitglieder im Regler und in der Regelstrecke richten sich nach dieser Frequenz. Das von allen Teilen eines Modellregelkreises übertragene Frequenzspektrum müßte rein theoretisch das gesamte Frequenzband umfassen. Nun hat sich aber gezeigt, daß es genügt, wenn bei einer Wiederholungsfrequenz von 50...200 Hz das Frequenzband von

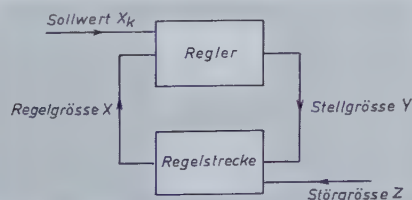


Abb. 1. Schema eines Regelkreises

etwa 1 Hz...20 kHz übertragen wird. Besonders günstig ist hierbei, daß der Gleichspannungsanteil nicht mehr übertragen werden muß. Es können also normale NF-Oszillografen benutzt werden. Außerdem ist dann die Nachbildung der Regelstrecke einfacher. Als Regler wird ein normaler elektronischer PID-Regler benutzt, dessen Rück-

führglieder den neuen Anforderungen angepaßt sind. Selbstverständlich kann auch der Regler vereinfacht aufgebaut werden, da die Übertragung des Gleichspannungsanteiles entfällt.

Die Störgröße wird mit einem Rechteckgenerator erzeugt. Es ergeben sich somit jeweils zwei Einschwingvorgänge, einmal, wenn die Rechteckspannung positiv, zum andern, wenn sie negativ wird. Damit jeweils nur der eine Vorgang betrachtet werden kann, wird der zweite durch Dunkeltasten des schreibenden Elektronenstrahls unsichtbar gemacht. Die zum Dunkeltasten benötigte Spannung wird von der steuernden Sinus-Spannung des Rechteckgenerators abgegriffen und gelangt über einen Phasenschieber und eine Verzerrerstufe auf den Oszillografen. Mittels des Phasenschiebers ist es

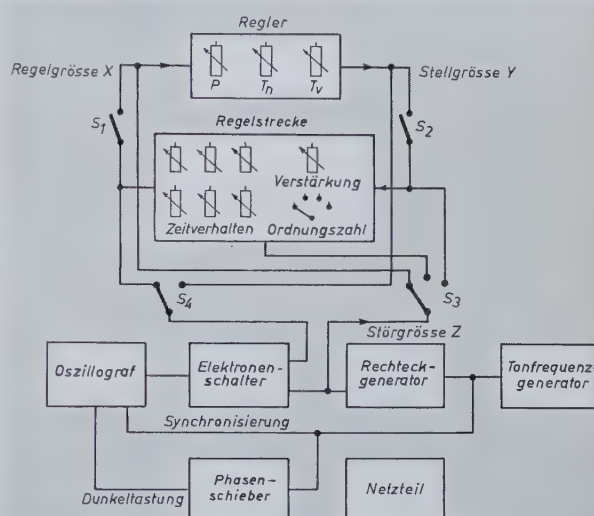


Abb. 2. Blockschaltbild des Modellregelkreises

möglich, die sichtbare Zone einzustellen. Das grundsätzliche Blockschaltbild eines derartigen Modellregelkreises zeigt Abb. 2. Mit den Schaltern  $S_1$  und  $S_2$  kann der Regelkreis an zwei Stellen aufgetrennt werden, so daß die Glieder einzeln, im offenen oder im geschlossenen Kreis untersucht werden können. Mit  $S_4$  wird der Oszillograf wahlweise an die interessierenden Punkte gelegt. Der zwischengeschaltete Elektronenschalter gestattet, die Übergangsfunktion und die zugehörige Störfunktion gemeinsam zu betrachten. Die vom Rechteckgenerator gelieferte Störfunktion wird über  $S_3$  verteilt und kann entweder auf den Eingang des Reglers, der Regelstrecke oder andere Punkte der Strecke gegeben werden. Außerdem sind noch am Regler die Einstellmöglichkeiten für den Sollwert, den Proportional-, Integral- und Differentialanteil vorgesehen. An der Regelstrecke kann das Zeitverhalten, der Verstärkungsfaktor und die Ordnungszahl geändert werden.

## 2. Die Regelstrecke

Abb. 3 zeigt das Prinzipschaltbild der Regelstrecke. Die notwendige Verstärkung wird durch die Doppeltriode  $R_5$  1 erreicht. Die Hintereinanderschaltung von zwei Systemen bewirkt, daß die von jeder Röhre bewirkte Phasenverschiebung von  $180^\circ$  aufgehoben wird. Die Zeitkonstante der Koppelglieder ist sehr groß gewählt, um eine tiefe untere Grenzfrequenz zu erhalten. Mit  $R_7$  wird die Verstärkung eingestellt. Die eigentlichen Zeitglieder bestehen aus sechs hintereinandergeschalteten RC-Gliedern, so daß insgesamt eine Regelstrecke sechster Ordnung nachgebildet wird. Durch wahlweises Abschalten (Schalter  $S_5$ ) der Kondensatoren  $C_1$  bis  $C_6$  können tiefere



Ordnungszahlen gewählt werden. Von der Übergangsfunktion wird dadurch der untere Teil verändert. Der Anlaufwert der Übergangsfunktion ist durch die Potentiometer  $R_1$  bis  $R_6$  veränderbar. Die verschiedenen Angriffspunkte, an denen die Störgröße eingeschleust wird, sind herausgezeichnet. Diese Schaltung gewährleistet bereits sehr große Variationsmöglichkeiten der Übergangsfunktion. Selbstverständlich kann die Grundsaltung durch Einbau von zusätzlichen Trennröhren und Potentiometern noch vielseitiger gestaltet werden.

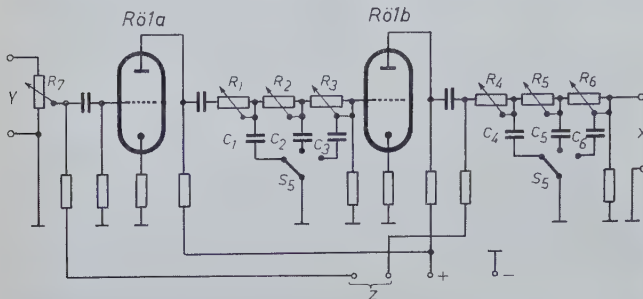


Abb. 3. Prinzipschaltbild der Modellregelstrecke

### 3. Der Regler

Das Zeitverhalten des Reglers kann durch Rückführung erzeugt werden. Eine Schaltung dieser Art zeigt Abb. 4 [2]. Der Proportionalanteil wird mit  $R_1$ , die Nachstellzeit  $T_n$  (Integral) mit  $R_2$  und der Vorhalt  $T_v$  (Differential) mit  $R_3$  eingestellt. Die Verwendung dieser Schaltung ist im vorliegenden Fall ungünstig, da dann für die Spannungsversorgung von Regelstrecke und Regler zwei vollständig

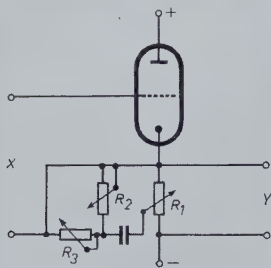


Abb. 4. Prinzipschaltbild eines elektronischen PID-Reglers mit Rückführung

getrennte Anodenspannungen zur Verfügung stehen müssen. Wird dieser Weg trotzdem beschritten, so muß durch geeignete Maßnahmen die kapazitive Einstreuung der Netzspannung über die Netzteile verhindert werden. Einfacher und sicherer ist die Schaltung nach Abb. 5. In dieser Schaltung wurde bewußt von einer Rückführung abgesehen. Nach einer als Katodenverstärker geschalteten Eingangsstufe folgen drei im Ausgang parallel geschaltete Trioden. Jedem dieser Systeme ist ein Anteil zugeordnet. Somit können der Proportionalanteil, Nachstellzeit  $T_n$  und Vorhalt  $T_v$  vollkommen getrennt eingestellt werden. Es können mit dieser Schaltung alle gebräuchlichen Regler nachgebildet werden. Durch die Schalter  $S_6$  bis  $S_8$  werden die nicht benötigten Stufen abgeschaltet. Ein weiterer Vorteil ist der, daß die notwendige Phasenverschiebung von  $180^\circ$  im Regler selbst durch die Röhren vorgenommen wird.

### 4. Der Rechteckgenerator

Aus Gründen der Frequenzeinstellbarkeit ist kein selbstschwingender Multivibrator, sondern der aus der Zähltechnik bekannte Schmitt-Trigger vorgesehen. Der Schmitt-Trigger hat die Eigenschaft, nachdem das Kipp-Potential am Steuergitter erreicht ist, umzukippen und in dieser Lage so lange zu verharren, bis das Steuergitterpotential wieder unter das des Kippniveaus abgesunken ist. Erst dann kippt er in die Anfangsstufe zurück. Die Schaltung zeigt Abb. 6. Sie eignet sich zur Herstellung von Rechteckspannungen mit der Frequenz der Eingangsspannung. Wird keine Eingangsspannung auf-

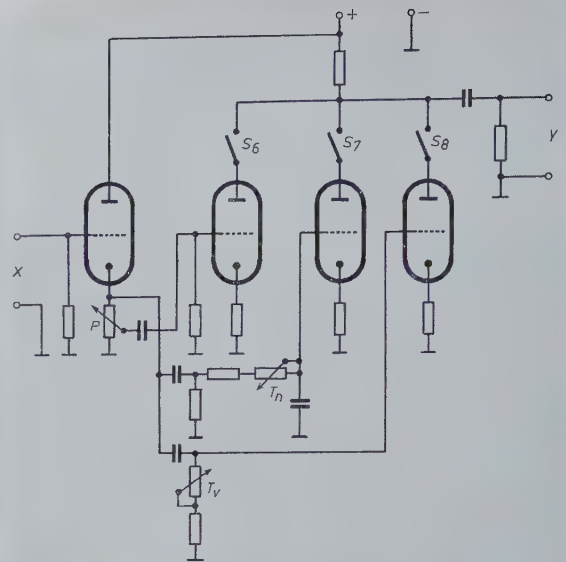


Abb. 5. Prinzipschaltbild des elektronischen Modellreglers

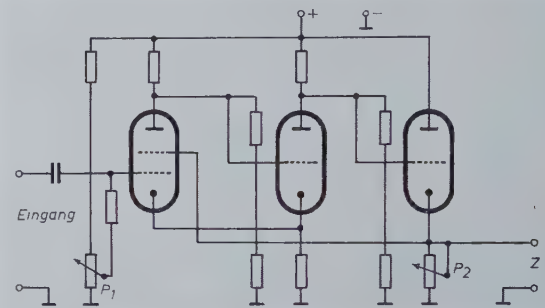


Abb. 6. Prinzipschaltbild des Schmitt-Triggers

geschaltet, sondern nur das Empfindlichkeitspotentiometer  $P_1$  betätigt, so entsteht eine Sprungfunktion. Die Höhe der Ausgangsspannung kann mit  $P_2$  eingestellt werden.

### 5. Der Netzteil

Um möglichst geringe Brummspannungen und Störungen durch Netzspannungsschwankungen zu bekommen, wird die gemeinsame Anodenspannung elektronisch stabilisiert. Man erreicht dadurch, daß tatsächlich nur die gewollte Störgröße Einschwingvorgänge auslöst und störende Nebeneinflüsse ausgeschaltet sind.

### Zusammenfassung

Mit dem beschriebenen Gerät können Regelvorgänge mit einem Katodenstrahl-Oszillografen sichtbar gemacht werden. Infolge einer hohen Wiederholungsfrequenz der Störung ist es möglich, auf die Übertragung des Gleichspannungsanteiles zu verzichten, ohne daß nennenswerte Verzerrungen der Einschwingvorgänge auftreten. Regler und Regelstrecke sind so aufgebaut, daß die verschiedensten Kombinationen hergestellt werden können. Sehr instruktiv ist, daß jede Änderung in der Einstellung der Zeitwerte des Reglers und der Regelstrecke sofort sichtbar wird. Ein Vorteil der elektronischen Modellregelkreise ist es, daß durch einfache Erweiterungen auch bestimmte Regelstrecken nachgebildet werden können und man so in der Lage ist, die Voraussetzungen für optimales Verhalten bereits durch Versuche zu ermitteln. Ein elektronischer Modellregelkreis trägt somit dazu bei, bei der Lösung von Regelungsaufgaben Zeit und Kosten zu sparen.

### Schrifttum

- [1] Oppelt, W.: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Weinheim/Bergstr. 1953, Verl. Chemie GmbH
- [2] Weitner, G.: Elektronische Regler mit Rückführung. ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU Bd. 9 (1955), Nr. 9, S. 320



Englische Aussprache  
mathematischer Formeln

DK 51:003.62:420

Die folgende Zusammenstellung soll einen echten Bedarf befriedigen, der insbesondere unter den Studierenden nichtenglischer Muttersprache besteht, soweit sie aus diesem oder jenem Grunde in die Lage kommen, Formeln in hörbare Sprache umsetzen zu müssen. Zur Zeit gibt es keine schriftlichen Unterlagen, die sich mit diesem Gegenstand befassen; deshalb zeigt sich — nicht nur im Ausland, sondern auch in der englischsprechenden Welt — in zunehmendem Maße die Neigung, zu bereits vorhandenen Benennungen und Formulierungen immer neue Versionen hinzuzufügen.

So entstand diese Zusammenstellung auf Anregung und unter der Leitung von Dr. phil. Alfred Sacklowski, Stuttgart. Die Arbeit wurde beträchtlich durch die Beiträge von Prof. G. W. O. Howe, Glasgow, und Mr. Charles Batey, Leiter der Universitätsdruckerei Oxford, erleichtert. Die genannten Herren haben auch sämtliche Entwürfe korrigiert und ergänzt, so daß sie des Dankes aller Benutzer der vorliegenden Fassung sicher sein dürfen. Besonderer Dank gebührt Mr. H. P. Westman, Herausgeber der Zeitschrift „Electrical Communication“, Redaktionsmitglied des amerikanischen Normenausschusses (ASA) und des Normenausschusses des *Institute of Radio Engineers (IRE)*, für wertvolle Hinweise und Korrekturarbeit.

\*

Die in Spalte I zusammengestellten Zeichen und Symbole tragen einfache Bezeichnungen, die aus Spalte II zu ersehen sind. Diese Bezeichnungen sind nützlich, wenn ein einzelnes Zeichen aus einer Formel ausgesondert werden soll und werden gewöhnlich vom Fachmann, vom Drucker und selbst vom Laien verstanden. Spalte III enthält Beispiele von Formeln, deren Wortlaut in Spalte IV angegeben ist. Dieser Wortlaut, besonders in Verbindung mit den Beispielen im Anhang, dürfte selbst dann eindeutig sein, wenn das gesprochene Wort nicht durch eine sichtbare Darstellung der Formel unterstützt wird, z.B. wenn ein mathematischer Ausdruck durch Rundfunk oder Fernsprecher übermittelt wird.

Die Zusammenstellung ist lediglich als Anleitung zur gesprochenen Wiedergabe mathematischer Schriftzeichen gedacht, keinesfalls jedoch eine Vorschrift über ihren Gebrauch. In einigen Fällen enthalten die Spalten II und IV mehr als eine Version. In diesen Fällen sind zwei oder mehr Versionen (durch Semikolon getrennt) gleichwertig im Gebrauch. Zweifelloso wird der jeweils kürzere Wortlaut schließlich einmal allgemein vorgezogen werden.

Die Zeichen sind lose in vier Gruppen zusammengefaßt worden (Punkte, gerade Striche, gekrümmte Striche, Buchstaben), wobei die Zeichen mit einem einzigen Element denen aus mehreren Elementen voraufgehen. Besondere Beachtung verdient im englischen Text eine Abkürzung in Fettdruck, die jeweils eine Vektorgröße kennzeichnet, also der deutschen Schreibweise in Fraktur entspricht.

I	II	III	IV
POM Sign	Designation	Example	Wording
1		$ab$	$ab$ ; $a$ times $b$ ; $a$ multiplied by $b$
2		$a^2$ $ab^2$	$a$ squared square of $a$ sub $b$
3		$a^3$	$a$ cubed; $a$ to the third power
4		$a^n$ $a^{-n}$ $a^{1/2}$	$a$ to the $n$ th power; $a$ to the power $n$ $a$ to the minus $n$ th power; $a$ to the power minus $n$ $a$ to half power

Pronunciation of Mathematical  
Formulas in English (POM)

UDC 51:003.62:420

The following compilation is designed to meet a genuine need, particularly experienced by foreign students who are called upon to put formulas into audible speech for various reasons. There is no written unequivocal information in existence to-date covering this subject, and for this very reason a growing tendency to add new names and formulations to those already in use can be observed not only in foreign countries but also in the English-speaking world.

Compilation and edition of this list were initiated by Dr. Alfred Sacklowski, Stuttgart. The work of compiling designations and wordings has been greatly facilitated by contributions from Prof. G. W. O. Howe, Glasgow, Mr. Charles Batey, Printer to the University, Oxford, who have reviewed this compilation through all stages to its present state. They may be sure of grateful acknowledgement of the users. Particular thanks are due to Mr. H. P. Westman, Editor of the Journal "Electrical Communication", Member of Editorial Committees of the *American Standard Association (ASA)* and of the Standards Committee of the *Institute of Radio Engineers (IRE)*, for his valuable hints and corrections.

\*

Simple designations of the signs and symbols listed in column I are given in column II. These designations will be useful when a single sign has to be singled out and will be understood by the expert, the printer or even the layman alike. Column III contains examples of which the wording is given in column IV. This wording and particularly the examples in the appendix will, it is hoped, cover even those cases in which the spoken word is not supported by a visible demonstration of a formula in a book or on the blackboard; for instance, when a mathematical expression is transmitted by telephone or radio.

In one word, this is a guide to correct pronunciation of mathematical terms and by no means a recipe when to use which symbol. In a number of cases, columns II and IV contain more than one "translation" of a sign or an example in columns I and III. These equivalent versions, separated by a semicolon (;), are all in use at present. No doubt, the shorter wording will be adopted generally in the end.

The signs are loosely arranged in four groups (points, straight lines, curved lines, letters), the single-element signs being followed by multi-element signs. Attention is drawn to bold-face letters in English texts. These symbolize vectorial magnitudes which, in German literature, are expressed by Gothic letters.

I	II	III	IV
POM Sign	Designation	Example	Wording
5		$a_b$	$a$ sub $b$ ; $a$ subscript $b$ ; $a$ suffix $b$
6		${}_ba$	$a$ pre-sub $b$ ; $a$ pre-subscript $b$
7		$a^b$	$a$ super $b$ ; $a$ superscript $b$
8		${}_ba$	$a$ pre-superscript $b$
9	multiplication sign	$a \cdot b$	$a$ times $b$ ; $a$ multiplied by $b$
10	decimal point	1.75; 1·75	one point seven five



POM Sign	Designation	Example	Wording
11 ...	leader	1...5 1 + 3 + 5...	one to five one plus three plus five point point point
12 :	colon; double point; ratio sign	$a : b :: c : d$ $a : 1/b$ $a : (b + c)$	$a$ is to $b$ as $c$ is to $d$ $a$ varies inversely with $b$ $a$ varies as the sum of $b$ plus $c$
13 ∴	therefore sign	$\therefore a = b$	therefore $a$ equals $b$
14 ∵	because sign	$\because a = b$	because $a$ equals $b$ ; since $a$ equals $b$
15 ::	two double points	$a : b :: c : d$	$a$ is to $b$ as $c$ is to $d$
16 ÷	division sign	$a \div b$	$a$ divided by $b$
17 !	exclamation mark	$a!$	factorial $a$
18 ,	comma	10,000	ten thousand
19 -	hyphen	20-30	twenty to thirty
20 —	subtraction sign	$a - b$	$a$ minus $b$
21 —	fraction bar	$\frac{a}{b}$	$a$ over $b$
		$\frac{ab}{cd}$	$a$ times $b$ over $c$ times $d$
		$\frac{1}{2}$	one half
		$\frac{1}{3}$	one third
		$\frac{1}{4}$	one quarter
		$\frac{1}{n}$	one $n$ th; one over $n$
22 /	solidus; slant	$a/b$  $1/2 \dots 1/n$ km/h $\frac{10}{20} \frac{1}{2}$	$a$ solidus $b$ ; $a$ divided by $b$ with solidus; $a$ over $b$ with solidus; $a$ slant $b$  one half to one $n$ th kilometers per hour ten twentieth reduced to one half
23 ' ′	dash; prime	$a'b''$	$a$ dash times $b$ double dash; $a$ prime times $b$ double prime; $a$ prime times $b$ second prime
24 ⊥	right angle (factorial sign, now superseded by [!]) [POM 17])	$\perp a$ ; $\underline{\alpha}$	right angle alpha
25 ∠	angle	$\angle a$ ; $\underline{\alpha}$	angle $\alpha$
26 <	less than sign	$a < b$	$a$ is less than $b$
27 >	greater than sign	$a > b$	$a$ is greater than $b$
28 [	bracket open; [a] initial bracket		$a$ in brackets

POM Sign	Designation	Example	Wording
29 ]	bracket close; final bracket	$[a + b]c$	bracket (open) <sup>1)</sup> $a$ plus $b$ bracket (close) <sup>1)</sup> (initial) <sup>1)</sup> bracket $a$ plus $b$ (final) bracket multiplied by $c$
30 √	root sign	$\sqrt{a}$ $\sqrt[3]{a}$ $\sqrt[n]{a}$ $\sqrt{(a + b)}$ $\sqrt{a + b}$	square root of $a$ cube root of $a$ $n$ th root of $a$ square root of the sum of $a$ plus $b$ square root of the sum of $a$ plus $b$
31 =	equality sign	$a = b$	$a$ equals $b$ ; $a$ is equal to $b$
32	parallel sign	$a    b$	$a$ is parallel to $b$
33 +	plus sign	$a + b$	$a$ plus $b$
34	modulus bars	$ z $ $ x $	modulus of $z$ absolute value of $x$
35	determinant bars; matrix bars	$\begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{vmatrix}$	determinant with the diagonal $a$ sub one one to $a$ sub three three; determinant with first row $a$ suffix one one to $a$ suffix one three, last row $a$ suffix three one to $a$ suffix three three
36 ≧	much greater sign	$a \gg b$	$a$ is much greater than $b$
37 ≪	much less sign	$a \ll b$	$a$ is much less than $b$
38 ≧	not greater sign	$a \not> b$	$a$ is not greater than $b$
39 ≧	not less sign	$a \not< b$	$a$ is not less than $b$
40 →	arrow	$a \rightarrow b$	$a$ tends to $b$ ; $a$ approaches $b$
41 ↑↑	parallel arrows; two arrows up	$a \uparrow\uparrow b$	$a$ is parallel to $b$ ; $a$ is parallel and equidirectional to $b$
42 ↑↓	antiparallel arrows; arrows one up one down	$a \uparrow\downarrow b$	$a$ is antiparallel to $b$ ; $a$ is parallel but not equidirectional to $b$
43 ⊥	perpendicular sign	$a \perp b$	$a$ is perpendicular to $b$
44 ×	multiplication sign	$a \times b$	$a$ times $b$ ; $a$ multiplied by $b$
45 ±	plus-minus sign	$a \pm b$	$a$ plus or minus $b$
45 ∓	minus-plus sign	$a \mp b$	$a$ minus or plus $b$
46 ≠	non-equality sign	$a \neq b$	$a$ is not equal to $b$
47 ∦	nonparallel sign	$a \nparallel b$	$a$ is not parallel to $b$
48 ≅	equal angle sign	$A \cong B$	capital $a$ has the same angle as capital $b$
49 ≐	correspondence sign	$5 \text{ h} \doteq 20 \text{ km}$	five hours correspond to twenty kilometers

<sup>1)</sup> The words "open", "close", "initial" and "final" may be omitted in short formulas



POM Sign	Designation	Example	Wording
50 $\gg$	greater than/ equal sign	$a \gg b$	$a$ is greater than or equal to $b$
51 $\leq$	less than/ equal sign	$a \leq b$	$a$ is less than or equal to $b$
52 $\equiv$	identity sign	$a \equiv b$	$a$ is identical with $b$
53 $\neq$	non-identity sign	$a \neq b$	$a$ is not identical with $b$
54 $\#$	equal-parallel sign	$a \# b$	$a$ is equal and parallel to $b$
55 $\#$	number sign	$\# 1$	number <i>one</i>
56 $\sim$	tilde	$a \sim b$	$a$ is asymptotic to $b$
57 $\approx$	approx- imation sign	$a \approx b$	$a$ is nearly equal to $b$ ; $a$ is approximately equal to $b$
58 $\cong$	coincidence sign	$ABC \cong DEF$	all capital $abc$ coincides with $def$
59 (	parenthesis open; initial parenthesis	$(a)$	$a$ in parentheses
60 )	parenthesis close; final parenthesis	$a(b+c)$	$a$ times the sum of $b$ plus $c$ ; $a$ parenthesis open $b$ plus $c$ parenthesis close; $a$ initial parenthesis $b$ plus $c$ parenthesis <sup>1)</sup>
61 ( )	parentheses	$f(x)$	function of $x$
62 { { } } } }	brace open; initial brace brace close; final brace braces; curly brackets	$\frac{1}{2}\{a[b+(c-d)]\}$	one half times brace open $a$ bracket open $b$ plus parenthesis open $c$ minus $d$ parenthesis bracket brace close <sup>1)</sup> ; one half times the term in curly brackets; one half times initial brace $a$ bracket $b$ plus parenthesis $c$ minus $d$ final parenthesis, bracket, brace <sup>1)</sup>
63 ( )	two-line parentheses	$\binom{n}{a}$	binomial $n$ over $a$ ; bino- mial coefficient $n$ over $a$
64 ( )	multi-line parentheses; matrix parentheses	$\begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{pmatrix}$	matrix with the diagonal $a$ sub one one to $a$ sub three three
65 $\propto$	proportion- ality sign	$a \propto b$ $a \propto 1/b$	$a$ is proportional to $b$ $a$ varies inversely with $b$
66 $\int$ $\iint$ $\iiint$	integral sign double integral triple integral	$\int_a^b f(x) dx$ $\iint$ $\iiint$	integral between the limits $x$ equals $a$ and $b$ of the function of $x$ $dx$ double integral triple integral
67 $\oint$	circled inte- gral sign	$\oint$	circuitual integral; inte- gral round a closed cir- cuit
68 $\infty$	infinity sign	$\infty$	infinity
69 $\delta$	delta	$\delta f(x)$	delta times function of $x$ ; small difference in the function of $x$

POM Sign	Designation	Example	Wording
70 $\Delta$	triangle; capital delta	$\Delta ABC$ $\Delta x$	triangle capital $abc$ delta $x$ ; finite difference of $x$
71 $\Sigma$	capital sigma; summation sign	$\sum_{a=1}^n x_a$	the sum from $a$ equals one to $n$ of $x$ sub $a$ ; the sum of all terms of $x$ sub $a$ from $a$ equals one to $a$ equals $n$
72 $\pi$	pi	$2\pi f$	two pi $f$ ; two times pi times $f$
73 $\Pi$	capital pi; product sign	$\prod_{a=1}^n x_a$	the product from $a$ equals one to $n$ of $x$ sub $a$ ; the product of all the terms from $a$ equals one to $a$ equals $n$ of $x$ subscript $a$
74 $d$	$d$	$dx$	$dx$ ; differential of $x$
75 $\partial$	curly $d$	$\partial a / \partial b$	dif $a$ to dif $b$ ; partial derivative of $a$ with respect to $b$
76 $D$	capital $d$	$D_x n$	$d$ sub $x$ of $n$ ; derivative of $n$ with respect to $x$
77 $\det$	$\det$	$\det a_{xy}$	determinant $a$ sub $x$ $y$
78 $e$	$e$	$e^n$	$e$ to the $n$ th power; $e$ to the power $n$
79 $\exp$	$\exp$	$\exp n$	$\exp n$ ; exponential function of $n$
80 $f$	italic $f$	$f(x)$	function $x$ ; function of $x$
81 $i$	$i$	$e^{ia}$	$e$ to the power $i a$
82 $\ln$	$\ln$	$\ln x$	natural log of $x$
83 $\log$	$\log$	$\log x$ $\log_2 x$	log of $x$ ; common log of $x$ binary log of $x$ ; log of $x$ to the base two
84 $\lim$	$\lim$	$\lim f(x)$	limit of the function of $x$
85 $\mathfrak{L}$	capital italic $l$	$\mathfrak{L}[f(t)]$	Laplace transform of the function of $t$
86 $\sin$	$\sin$	$\sin x$	sine $x$
87 $\cos$	$\cos$	$\cos x$	cosine $x$
88 $\tan$ $\operatorname{tg}$	$\tan$ ; $\operatorname{tg}$	$\tan x$ ; $\operatorname{tg} x$	$\tan x$ ; tangent $x$
89 $\operatorname{cosec}$	$\operatorname{cosec}$	$\operatorname{cosec} x$	cosecant $x$
90 $\sec$	$\sec$	$\sec x$	secant $x$
91 $\cot$ $\operatorname{ctg}$ $\operatorname{ctn}$	$\cot$ $\operatorname{ctg}$ $\operatorname{ctn}$	$\cot x$ ; $\operatorname{ctg} x$ ; $\operatorname{ctn} x$	cotangent $x$
92 $\sinh$	$\sinh$	$\sinh x$	shine $x$ ; hyperbolic sine $x$
93 $\cosh$	$\cosh$	$\cosh x$	kosh $x$ ; hyperbolic cosine $x$
94 $\tanh$	$\tanh$	$\tanh x$	than <sup>2)</sup> $x$ ; hyperbolic tangent $x$

<sup>2)</sup> spoken as th in "thanks"



POM Sign	Designation	Example	Wording
95 cosech	cosech	cosech $x$	kosetch $x$ ; hyperbolic cosecant $x$
96 sech	sech	sech $x$	setch $x$ ; hyperbolic secant $x$
97 coth	coth	coth $x$	koth $x$ ; hyperbolic cotangent $x$
98 arc sin	arc sin	arc sin $x$	arc sine $x$ ; the angle whose sine is $x$
99 arc cos	arc cos	arc cos $x$	arc cosine $x$ ; the angle whose cosine is $x$
100 arc tan	arc tan	arc tan $x$	arc tan $x$ ; the angle whose tangent is $x$
101 arc cosec	arc cosec	arc cosec $x$	arc cosec $x$ ; the angle whose cosecant is $x$
102 arc sec	arc sec	arc sec $x$	arc sec $x$ ; the angle whose secant is $x$
103 arc cot; arc ctn	arc cot; arc ctn	arc cot $x$ ; arc ctn $x$	arc cot $x$ ; the angle whose cotan- gent is $x$
104 L sin	capital l sin	L sin $x$	log sine $x$
105 $\cos^{-1}$		$\cos^{-1} x$	inverse cosine $x$ ; cos minus one $x$
106 $\cot^{-1}$		$\cot^{-1} x$	inverse cotangent $x$ ; cotangent minus one $x$
107 $\sec^{-1}$		$\sec^{-1} x$	inverse secant $x$ ; secant minus one $x$

POM Sign	Designation	Example	Wording
108 $\sin^{-1}$		$\sin^{-1} x$	inverse sine $x$ ; sine minus one $x$
109 $\tan^{-1}$		$\tan^{-1} x$	inverse tangent $x$ ; tangent minus one $x$
110 $\cosh^{-1}$		$\cosh^{-1} x$	inverse kosh $x$ ; inverse hyperbolic cosine $x$ ; kosh minus one $x$
111 $\operatorname{ctnh}^{-1}$ $\coth^{-1}$		$\coth^{-1} x$	inverse koth $x$ ; inverse hyperbolic cotangent $x$ ; koth minus one $x$
112 $\operatorname{sech}^{-1}$		$\operatorname{sech}^{-1} x$	inverse setch $x$ ; inverse hyperbolic secant $x$ ; setch minus one $x$
113 $\sinh^{-1}$		$\sinh^{-1} x$	inverse shine $x$ ; inverse hyperbolic sine $x$ ; shine minus one $x$
114 $\tanh^{-1}$		$\tanh^{-1} x$	inverse than <sup>2</sup> ) $x$ ; inverse hyperbolic tangent $x$ ; than minus one $x$
115 grad	grad	grad E	gradient capital e
116 div	div	div <b>A</b>	divergence of vector field capital (bold-face) a
117 <b>c</b>	bold-face c	<b>c</b>	vector c
118 $\nabla$	del; nabla	$\nabla V$	del capital $\nabla$ ; nabla capital $\nabla$

Mathematische Formeln können auch im Englischen in einer stark vereinfachten Form vorgelesen werden, wenn der Hörer gleichzeitig einen visuellen Eindruck erhält, etwa aus einem Buch oder von einer Tafel; für diese Fälle wird der Wortlaut von Nutzen sein, der in nachfolgenden Beispielen jeweils mit a) bezeichnet ist. Wenn der Hörer die Formel jedoch nicht sieht, sondern nur hört, ist größere Sorgfalt erforderlich, um Zweideutigkeiten zu vermeiden, wie sie etwa in den gleichlautenden Formulierungen der ersten drei Beispiele (vereinfachter Wortlaut) zum Ausdruck kommen.

Der in den Beispielen jeweils unter b) beschriebene Wortlaut soll es ermöglichen, auch eine unsichtbare Formel nur nach dem Gehör niederzuschreiben.

Die Bezeichnungen der Spalte II dienen lediglich zur Übermittlung kurzer Anweisungen, wie: "delete the minus sign of the plus or minus sign" (streiche das Minus aus dem Zeichen Plus-minus) oder "replace delta by capital delta" (ersetze das Delta durch ein Groß-Delta). Natürlich kann in diesen Fällen auch auf die vorliegende Zusammenstellung Bezug genommen werden, indem man, etwa zur Nachprüfung, sagt: "delete POM 69, insert POM 70 instead" (streiche das Zeichen Nr. 69 und setze statt dessen das Zeichen Nr. 70 ein).

Mathematical formulas may be read in a simplified form whenever the reading is supported by visual inspection by the listener; this form, designated by a) in the examples below, will be useful in discussing a visible formula or terms thereof. If, however, a formula is not seen but only heard, great care should be taken to avoid ambiguity. The first three examples have been chosen to emphasize this [see (1)a, (2)a and (3)a].

The more accurate wording, designated b), should enable an invisible formula to be written down.

The designations listed in column II will serve to transfer the meaning of simple directions like "delete the minus sign of the plus or minus sign", or "replace delta by capital delta". With reference to this guide, such a direction (for instance, by telephone) could be checked by "delete POM 20 of POM 45" or "delete POM 69, insert POM 70 instead".

\*

## Examples

$$\frac{a}{b(c+d)} \quad (1)$$

a)  $a$  over  $b$  times  $c$  plus  $d$  in parentheses;

b)  $a$  over the product of  $b$  times initial\*) parenthesis  $c$  plus  $d$  parenthesis.

\*) The words "initial" and "final" are unnecessary in short formulas

$$\left(\frac{a}{b}c+d\right) \quad (2)$$

a)  $a$  over  $b$  times  $c$  plus  $d$  in parentheses;

b) (initial) parenthesis  $a$  over  $b$ , this fraction multiplied by  $c$  plus  $d$  (final) parenthesis.

$$\left(\frac{a}{bc}+d\right) \quad (3)$$

a)  $a$  over  $b$  times  $c$  plus  $d$  in parentheses;





SIEMENS

# HALBLEITER

Germanium-Dioden  
oder Diodenpaare für Rundfunk und Fernsehen

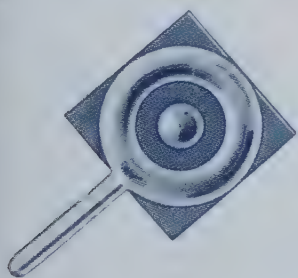
Germanium-Dioden für Meßgeräte  
und technische Elektronik

Transistoren

Foto-Dioden

Heißleiter (THERNEWID)

Heißleiter für Kompensation



## Dem kleinsten Körper

gibt die Natur komplizierte Organe von höchster Vollkommenheit.  
An diese Schöpfung von unerreichbarer Feinheit  
erinnert der Aufbau unserer winzigen Transistoren, die in der  
Nachrichtentechnik vielseitige Funktionen erfüllen.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT  
WERNERWERK FÜR BAUELEMENTE

*Deutsche Industriemesse Hannover 1956, Siemensstand, Halle 9*



b)  $a$  over the product  $b c$ , this fraction followed by plus  $d$ , all in parentheses.

$$A = \frac{\cosh \frac{2w}{Lp}}{\coth \frac{2w}{Lp}} = \sinh \frac{2w}{Lp} \quad (4)$$

a) capital  $a$  equals kosh two  $w$  over capital  $l p$  divided by koth two  $w$  over  $l p$  equals shine two  $w$  over  $l p$ ;

b) capital  $a$  equals fraction bar over the fraction bar kosh of the fraction two  $w$  over capital  $l$  small  $p$  below the fraction bar hyperbolic cotangent of the fraction two  $w$  over capital  $l$  small  $p$  behind the fraction bar equals shine of two  $w$  over capital  $l p$ .

$$\int_{x_a}^{x_b} \frac{I_p^3}{p + I_n^{-3}} dx \quad (5)$$

a) integral between the limits  $x$  sub  $a$  and  $x$  sub  $b$  of  $i$  sub  $p$  cubed over  $p$  plus  $i$  sub  $n$  to the minus three times  $dx$ ;

b) integral between the limits  $x$  subscript  $a$  and  $x$  subscript  $b$  of the fraction capital  $i$  sub  $p$  cubed over the sum of  $p$  plus capital  $i$  sub  $n$  to the power minus three this fraction multiplied by the  $dx$ .

$$\pm \frac{1}{2T} \left[ B \pm \left[ (3 + \varepsilon)^2 \left( \frac{E_0}{E} \right)^{\frac{2}{m}} - (3 + \varepsilon)^2 3^{x-2} \right] \right] \quad (6)$$

a) plus or minus one over two  $t$  times the square root of  $b$  plus or minus three plus  $\varepsilon$  squared times  $e$  sub zero over  $e$  to the power two

over  $m$  minus three plus  $\varepsilon$  squared times three to the power  $x$  minus two;

b) plus or minus one over two capital  $t$  multiplied by the square root of brace capital  $b$  plus or minus initial bracket the sum of three plus  $\varepsilon$  in parentheses squared multiplied by the fraction capital  $e$  subscript zero over capital  $e$  in parentheses to the power fraction two over  $m$  minus the sum of three plus  $\varepsilon$  in parentheses squared multiplied by three to the power difference  $x$  minus two bracket brace.

$$\varphi = m \tan^{-1} \left[ - \frac{2Q \frac{\Delta f}{f_0} \left( \sqrt{\frac{Q_1}{Q_2}} + \sqrt{\frac{Q_2}{Q_1}} \right)}{(\varepsilon + 1) - \left( 2Q \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2} \right] \quad (7)$$

a)  $\varphi$  equals  $m$  times inverse tangent of minus two  $q$  times  $\Delta f$  over  $f$  sub zero times the square root of  $q$  sub one over  $q$  sub two plus the square root of  $q$  sub two over  $q$  sub one in parentheses over  $\varepsilon$  plus one in parentheses minus two  $q$  times  $\Delta f$  over  $f$  sub zero in parentheses squared in brackets;

b)  $\varphi$  equals  $m$  times tangent to the power minus one of initial four-line bracket minus long fraction bar above the fraction bar two capital  $q$  times the fraction capital delta  $f$  over  $f$  subscript zero multiplied by initial two-line parenthesis square root of the fraction capital  $q$  subscript one over capital  $q$  subscript two this fraction plus the square root of the fraction capital  $q$  sub two over capital  $q$  sub one final parenthesis below the fraction bar the sum of  $\varepsilon$  plus one in parentheses minus initial parenthesis two capital  $q$  times the fraction capital delta  $f$  over  $f$  sub zero final parenthesis squared final four-line bracket.

H. O. LAMEY

## Der IBM-Magnettrommelrechner Typ »650« und seine Anwendung in Wirtschaft, Wissenschaft und Technik

DK 681.142-83

Die moderne Wirtschaft und die mehr und mehr zu rechnerischen Forschungsmethoden übergehende Wissenschaft und Technik haben in den letzten Jahren die Nachfrage nach serienmäßig erhältlichen elektronischen Rechengeräten in sehr starkem Umfang gesteigert. Im gleichen Maß, wie die in Verwaltung und Forschung anfallenden Arbeiten umfassender und komplizierter werden, wächst das Bedürfnis nach Beschleunigung des Rechengangs. Dort, wo die Beschaffenheit eines großen Zahlenmaterials die Verarbeitung in sehr kurzer Zeit erforderlich macht, scheinen diesem nicht einmal mehr Lochkartenmaschinen, die zur Auswertung mannigfacher Zahlen in kaufmännischen und technischen Büros eingesetzt sind, gerecht zu werden. Dem hier zutage tretenden Bedürfnis kommt der Magnettrommelrechner entgegen.

Als Rechenanlage mittlerer Größe fügt er sich zwischen die kleineren elektronischen Rechenmaschinen, die zu Tausenden zur Bewältigung von Massenarbeiten eingesetzt wurden, und die großen EDPM<sup>1)</sup>-Anlagen ein. Die Verwendung von Magnettrommeln gestattet es, die beim Bau und Betrieb solcher Maschinen auftretenden Probleme, die Speicherung eines umfangreichen zu verarbeitenden Zahlenmaterials und eines komplexen, alle Sonderfälle berücksichtigenden Programms, in wirtschaftlicher und zuverlässiger Weise zu lösen. Während die bisher vorhandenen Anlagen noch in Amerika hergestellt und eingesetzt wurden, sind mit der Lieferung der ersten drei Anlagen nach Deutschland auch Vorbereitungen getroffen, die Produktion des Magnettrommelrechners Typ „650“ in absehbarer Zeit in den Werken der IBM DEUTSCHLAND aufzunehmen. In einem elektronischen Rechenzentrum in Stuttgart, das schon seit einiger Zeit mit elektronischen Anlagen kleineren Umfanges arbeitet, wird der Magnettrommelrechner — die erste in Deutschland serienmäßig hergestellte elektronische Großrechenanlage — der Wirtschaft, der Wissenschaft, der Technik und den Behörden für betriebswirtschaftliche, wissenschaftliche, technische und statistische Berechnungen zur Verfügung stehen.

Der Magnettrommelrechner ist eine Lochkartengesteuerte Rechenmaschine, bei der die Vorteile des gespeicherten Programms sinnfällig zur Geltung kommen. Das durchzuführende Rechenprogramm wird in Einzelinstruktionen aufgelöst und zusammen mit den zu verarbeitenden Daten auf der Magnettrommel gespeichert. Mit 2000 zehnstelligen Speichern, also 20000 Stellen, ermöglicht sie nicht nur die Speicherung sehr umfangreicher Programme, sondern auch die Aufnahme von Vortragssummen, Tabellen usw.

<sup>1)</sup> Electronic Data Processing Machines

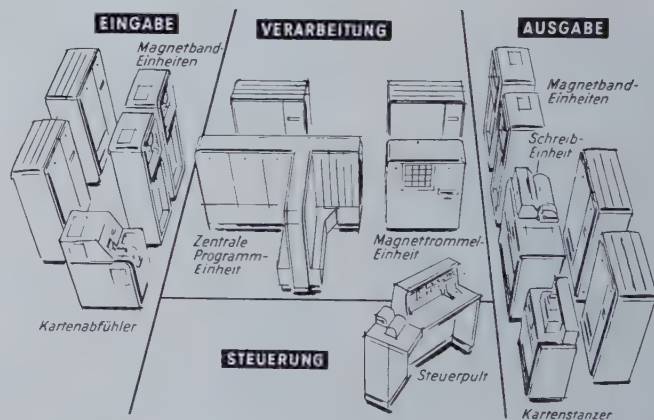


Abb. 1. Aufbau einer EDPM-Anlage. In der Bildmitte die zentrale Programm-einheit; sie steuert das Arbeiten aller angeschlossenen Funktionseinheiten und enthält zu diesem Zweck Zehntausende von Magnetkernspeichern zur Aufnahme von Instruktionen und Faktoren

(z. B. Lohnsteuertabellen, Versorgungs- oder Versicherungstarife u. a. m.). Die Daten werden mit einer Geschwindigkeit von bis zu 200 Karten je Minute aus Lochkarten oder mit einer Geschwindigkeit von 15000 Zeichen je Minute aus dem Magnetband abgelesen und binnen weniger Sekunden in den internen Speicher, die Magnettrommel, übertragen. Vortragssummen werden auf den neuesten Stand gebracht, indem sie mit den abgelesenen Umsätzen saldiert werden, und bis zum Schluß der Verarbeitung gespeichert. Dabei brauchen die Umsatzkarten nicht sortiert zu sein. Auch können in der Maschine schon vorher gespeicherte Tabellenwerte automatisch ausgesucht und in die Rechnung einbezogen werden. Einzelergebnisse und Gruppenergebnisse werden am Ende des Arbeitsganges fortlaufend mit einer Geschwindigkeit von 100 Karten/min vom Speicher abgeben und in Ergebniskarten gestanzt.

Die Geschwindigkeit der Magnettrommelspeicherung reicht aus, um alle erforderlichen Rechengänge Karte für Karte — 12000 je Stunde —





Abb. 2. IBM-Magnettrommelrechner „650“; durch Anschluß einer Schreib-einheit, von 4 Magnetbandgeräten und 2 Magnetkerneinheiten zu einem kompletten automatischen Abrechnungssystem erweitert

normalerweise ohne Zeitverlust auszuführen und selbständig logische Entscheidungen zu treffen. Infolge der großen Speicherkapazität können gleichzeitig mehrere Auswertungen, die sonst mehrfache Kartendurchläufe und zwischenzeitliches Umsortieren und Mischen erfordern (z. B. Brutto- und Nettolohnrechnung mit gleichzeitiger Lohnverteilung usw.), in einem einzigen Kartendurchlauf gemeinsam gemacht werden. Der Umfang der zu kombinierenden Arbeiten ist lediglich durch die verfügbare Speicherkapazität und die Anzahl der Positionen begrenzt.

Die kaum noch zu überschauenden Aufgaben in Verwaltung und Wirtschaft drängen auf zweckmäßigere Lösung. Neue Möglichkeiten, die optimale Produktionsauslastung eines Betriebes, die optimale Erzeugnisgestaltung oder den zweckmäßigen Aufbau der Vertriebsorganisation mit Hilfe eines Systems von sogenannten „Ungleichungen“ auf rechnerischem Weg zu bestimmen, sind unter der Bezeichnung „Verfahrens-Forschung“

und „lineare Programmberechnung“ bekanntgeworden. Alle hierfür erforderlichen umfangreichen Rechenarbeiten führt der Magnettrommelrechner schnell und sicher aus. Damit ist er vorwiegend bestimmt, bestehende Lochkartenorganisationen zu ergänzen. Durch seine Fähigkeit, auch komplizierte Rechenfolgen zu bewältigen und sein Programm sinngemäß selber zu modifizieren, Faktoren aus Tabellen zu entnehmen, Werte aus vielen Karten zu akkumulieren und im gleichen Arbeitsgang nach verschiedenen Gesichtspunkten zu verteilen, können viele bisher auf Lochkartenmaschinen separat durchgeführte Arbeitsgänge hier ohne manuelle Zwischenarbeiten in einem einzigen Arbeitsgang wirtschaftlich durchgeführt werden. Von den zahlreichen Gebieten, die der Magnettrommelrechner bewältigt, seien hier nur Lohnabrechnung, Lagerkontrolle, Materialabrechnung, Produktionsplanung, Abrechnung in Versorgungsbetrieben, Bestimmung von Versicherungsprämien usw. erwähnt.

Die wirtschaftliche Durchführung technischer und kaufmännischer Rechenarbeiten erfordert absolut zuverlässiges und fehlerfreies Arbeiten der Maschine. Bei der Entwicklung des Magnettrommelrechners wurde diesem Gesichtspunkt besondere Beachtung geschenkt, indem man ihm durch klaren, technischen Aufbau mit als zuverlässig bekannten leicht überprüfbar und auswechselbaren Elementen, vor allem aber auch durch den Einbau zahlreicher automatischer Selbstkontrollen Rechnung getragen hat. Jeder einzelne Arbeitsschritt wird von der Maschine selbsttätig überprüft. So sorgt sie dafür, daß alle Lochungen der Karte richtig abgelesen werden und daß die Ergebnisse richtig und vollständig gestanzt werden. Innerhalb der Rechen- und Speichereinheit werden alle arithmetischen Operationen sowie die Übertragung der Angaben und die Wahl der richtigen Faktoren automatisch überprüft.

Die Einrichtung des Tabellenlesens gestattet es, nicht nur mathematische Tafelwerte zu benutzen, sondern sie spielt auch beim Einsatz des Magnettrommelrechners für kaufmännische Zwecke eine bedeutende Rolle, da es sich bei den gespeicherten Beziehungen zwischen 2 Größen auch beispielsweise um solche zwischen einer Tarifnummer und dem dazugehörigen Preisansatz, zwischen Kostenstelle und Gemeinkostenzuschlagsatz oder einer Kontonummer und dem Kontostand handeln kann. Durch Anschluß eines Zeilendruckwerkes und von bis zu 6 Magnetbandgeräten kann der Magnettrommelrechner zu einem kompletten automatischen Abrechnungssystem erweitert werden.

# TELEFUNKEN RÖHREN

FÜR ALLE, DIE  
RUNDFUNK HÖREN

TELEFUNKEN G.M.B.H. RÖHRENVERTRIEB ULM

Industrie-Messe Hannover: Halle 10 Stand 151 · Halle 11 A Stand 100/600



## Industrielle Elektronik in Leipzig

Auf der Technischen Messe in Leipzig war in der Zeit vom 26. Februar bis 8. März 1956 die industrielle Elektronik mit vielen Musterbeispielen vertreten.

### Lichtelektrische Steuerungen und Meßgeräte

Die *Deutsche Glimmlampen-Gesellschaft Preßler*, Leipzig, konnte in ihrem reichhaltigen Programm u. a. wieder mit einer sehr abgeglichenen Typenreihe von Fotozellen aufwarten. Die Fotozellen sind weitgehend dem jeweiligen Verwendungszweck in bezug auf Leistung, Sockelung und Ausführung (Zellengefäß: Glas, Uviolglas, Quarzglas, UV-Fenster; Fotokathode: Zweioktav, Phonopreß, Spezial I und II, Antimon-Cäsium, Kalium, Natrium, Cadmium; Füllung: Vakuum, Gas) angepaßt. Einstufige Sekundärelektronenzellen mit gegenüber der Vakuumzelle vervierfachter Empfindlichkeit (*Preßler*) und sechs Typen von Sekundärelektronen-Vervielfachern von *VEB Carl Zeiss*, Jena, mit 12 oder 13 Stufen (Empfindlichkeit: 10...50  $\mu\text{A/lm}$ ; Verwendungsbereich: zwischen 220 und 1200 m $\mu$ ; Verstärkung bis zu 10<sup>7</sup>fach; SEV-Netzanschlußgerät bis zu 2800 V) ergänzen das als Beispiel genannte Angebot.

Viele Hinweise auf die Verwendungsmöglichkeiten von Fotozellen gab der Stand der *Visomat GmbH*, Leipzig. Vom Dämmerungsschalter über lichtelektrische Schranken, selbsttätige Türöffner (verbessert durch Schließverzögerung), Unfallschutzvorrichtungen, Kalorimeter usw. bis zum neuen Schwärzungsmesser für die grafische Industrie (auch mit Reflexions-Meßansatz lieferbar) und zum neuen Belichtungsautomat (Konstanthaltung der eingestrahelten Lichtmenge bei der Belichtung fotochemischer Schichten) waren hier die Geräte insbesondere im Hinblick auf gute Betriebsfestigkeit weiterentwickelt worden; dabei legte man auch Wert auf eine eventuell für Überwachungszwecke erforderliche Störungsmeldung.

*RFT VEB Funkwerk Leipzig* verwendete z. B. Fotozellen in Drehzahlmessern und in Vorschubeinrichtungen für Papierschneidemaschinen (mit Überwachung durch ein Universalzählgerät „U21“ mit EIT-Zählröhren), während *Clamann und Grahnert*, Dresden, auch Kurzzeitmeßgeräte für die Untersuchung fotografischer Verschlüsse zeigte.



Das Universalzählgerät „U21“ von RFT VEB Funkwerk Leipzig wird u. a. bei der elektronischen Vorschubsteuerung für Papierschneidemaschinen eingesetzt

### Strahlungsmeßtechnik

Die Herstellung und der Vertrieb von Strahlungszählröhren und -meßgeräten ist jetzt auf den neuen Betrieb *VEB Vakutronik*, Dresden, übergegangen, deren Informationskoje (ohne Ausstellung) in Halle IV als Beratungsstand für die vielfältigen Anwendungen in der Kern- und Röntgenphysik, der Werkstoffprüfung und Sicherheitsüberwachung, der Lagerstättenforschung und der Mineralienuntersuchung sowie für Verwendungen in Medizin, Biologie und Chemie fungierte.

## Elektronische Regelungs- und Steuerungstechnik

Im Zuge der Automatisierungs-Bestrebungen, die auch in Leipzig stark hervortraten, hat die Steuerungs- und Regelungstechnik besondere Bedeutung erhalten. *VEB Geräte- und Reglerwerke Teltow* bevorzugten in ihren Ausstellungsstücken dabei hauptsächlich hydraulische und elektrohydraulische Regler sowie magnetische Verstärker. Magnetische Regler (z. B. für die Spannungskonstanthaltung von Synchrongeneratoren) werden u. a. auch vom *VEB Funkwerk Köpenick* fabriziert. Das Gebiet der elektronischen Motorregelung scheint aber mehr und mehr auf *VEB Funkwerk Leipzig* überzugehen. Es wurde dort darauf verwiesen, daß ein Fertigungsprogramm von elektronischen Antriebsreglern mit Einheitstypen bis zu 45 kW zur Verfügung steht, wobei von Anker- und Feldregelung Gebrauch gemacht wird. Beispiele hierzu waren in der Werkzeugmaschinenhalle u. a. stufenlos zwischen 0 und 2800 U/min regelbare Lehnbohrmaschinen (1,5 und 4,5 kW) mit einer Drehzahlkonstanz von  $\pm 2\%$  (*VEB Feinstmaschinenbau Dresden*) und vor allem eine große Plandrehmaschine mit einem Drehdurchmesser über Platte von 2200 mm von *VEB Werkzeugmaschinenfabrik Zerbst* (45 kW; 1:12,5 stufenlos regelbar; 0,63...80 U/min; 0,2...4 mm/U Vorschub; elektrische Welle für Vorschubantrieb; hydraulische Kopiereinrichtung). Unter den vom



Universalhärtemaschine (VEB Werkzeugmaschinenfabrik „Hermann Schlimme“)

*VEB Funkwerk Leipzig* in der letzten Zeit gelieferten Regel-Großanlagen ist u. a. eine für eine Zuckerfabrik ausgeführte Zusammenfassung einer großen Anzahl von Regelanlagen besonders beachtenswert (Schnitzelmaschine in ihrer Drehzahl oder Schnitzelmenge konstant; Auslaug-Heck-Apparate stufenlos regelbar).

Elektronisch gesteuerte Punkt- und Nahtschweißmaschinen stellte *VEB Lokomotivbau Elektronische Werke Hans Beimler*, Hennigsdorf bei Berlin, aus. Es stehen normalisierte Typen für Wechselstromleistungen zwischen 30 und 1000 kVA zur Verfügung. Bei diesen mit Ignitrons arbeitenden Anlagen stand auch die Entwicklung leicht zugänglicher Einschübe für Doppelzeitrelais, Traforegelung, Takter, Preßzeitengeber, Reihenpunktrelais, Impulsbegrenzer, Druck- und Stromprogrammgeber im Vordergrund. Zur Modernisierung älterer Maschinen konnte ein neuer ebenfalls vollelektronischer Steuerschrank in drei verschiedenen Größen vorgeführt werden.

### HF-Erwärmung

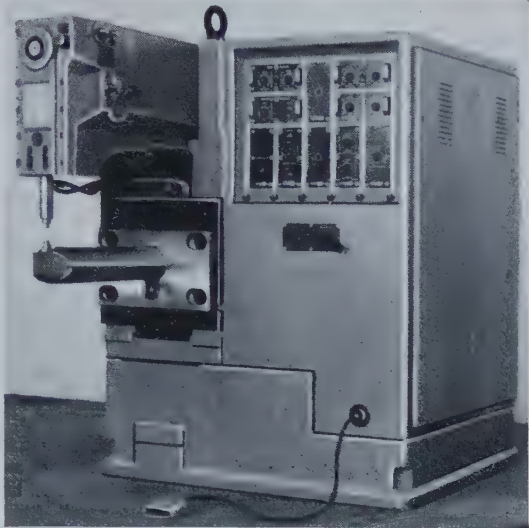
Die Herstellung induktiver HF-Erwärmungsanlagen betreut in der DDR jetzt *VEB Werkzeugmaschinenfabrik „Hermann Schlimme“*, Berlin-Treptow. Außer Spezialanlagen für Härten, Glühen, Schweißen, Weichlöten oder Schmelzen (mit HF-Generatoren der Vorzugsreihe 1; 4; 10; 30; 100 kW) sah man die Universal-Härtemaschine „JHU 1“, die in ihrer Ausrüstung sehr gut den jeweiligen Arbeitserfordernissen angepaßt werden kann. Kombinierte HF- und Infrarot-Trocknungsanlagen und eine elektroerosive Werkzeugmaschine „EA 1“ sind aber ebenso im Programm der Firma wie die ausgestellten HF-Schweißpressen für Kunststoffe mit

Ausstellungsstand der **ELEKTRONISCHEN RUNDSCHAU**  
auf der **Deutschen Industrie-Messe Hannover 1956** Halle 11 A, Stand 201  
Wir würden uns freuen, Sie dort begrüßen zu dürfen  
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · HELIOS-VERLAG GMBH, Berlin-Borsigwalde



Leistungen bis 3,5 kW und einstellbaren Preßdrücken bis 400 kg; dazu-gehörige Regel- und Tastanschlußgeräte erlauben die genaue Einhaltung von Tastzeiten bis zu 10 s. Für Goldprägungen wurde eine neue 1-kW-HF-Schweißpresse, für die man eine abriebfeste Goldfolie entwickelte, vorgestellt.

Je eine kleine 250- und 500-W-Kunststoffolien-Schweißpresse führte auch W. Schranz, Berlin, vor. VEB Elektrowärme Sörnewitz zeigte einen HF-Schweißplatz (1,2 kW) für thermoplastische Kunststoffe und zwei HF-Preßmassevorwärmer für härtbare Kunststoffe mit Leistungen von 1 und 2 kW. Auch in der großen Halle der Tschechoslowakei war eine HF-Härteanlage, bestehend aus einem 30-kW-Generator (500 kHz) und einer Härtemaschine für Werkstücke bis 20 kg, vertreten.



Vollelektronisch gesteuerte Punktschweißmaschine „PNA 120“  
(VEB Lokomotivbau Elektrotechnische Werke Hans Beimler)

#### Ultraschall

Die verbesserten Ultraschall-Löt- und Verzinnungsgeräte von RFT VEB Funkwerk Erfurt interessierten auch diesmal viele Werkstattleute. VEB Funkwerk Köpenick wies auf die Neuentwicklung eines Echografen mit Fischlupe zur Registrierung und Beobachtung von Wassertiefen und Ermittlung von Fischschwärmen hin. Ein neues Materialprüfgerät „MPG 1“ vom VEB Funkwerk Dresden ist für die Prüfung von ferromagnetischen Materialien bis 1000 mm<sup>2</sup> Querschnitt bestimmt. Dem zu prüfenden Material wird ein Meßkopf übergeschoben; in periodischer Folge werden dem Meßkopf Gleichstromimpulse zugeführt. Längs des Materials pflanzt sich infolge eines magnetostriktiven Effektes ein Schallstoß fort, der an einem Fehler reflektiert wird und dessen Echo (auf einem Leuchtschirm sichtbar gemacht) Art und Lage des Fehlers angibt.



Materialprüfgerät „MPG 1“ (RFT VEB Funkwerk Dresden)

Für die Ultraschalltechnik entwickelte VEB Keramische Werke Hermsdorf u. a. als Körperschallempfänger und Dickenschwinger die Barium-Titanatkeramik „Piezolan A“. (Daß sich auch der Permanentmagnet noch manches neue Gebiet erobern kann, bewiesen u. a. die mit Hilfe von Kompensationsmagneten ausschaltbaren Magnet-Flachspann- und -Drehfutter mit Maniperm-Magneten des Hermsdorfer Werkes.)

#### Meßgeräte

Erstaunlich groß war in Leipzig wieder die Zahl der ausgestellten, sehr guten Meßgeräte. Außer zur Messung elektrischer Größen haben elektro-

DEUTSCHE  
INDUSTRIE-  
MESSE  
HANNOVER  
1956

Meßgeräte und Anlagen für die  
NF- und HF, VHF- und  
UHF-Technik

Betriebsgeräte, Sende- und  
Antennen-Anlagen

Halle 10, Stand 451/550



ROHDE & SCHWARZ  
MÜNCHEN



# EDPM...

... ist ein neuer Begriff im Sprachschatz der deutschen Wirtschaft. Er bezieht sich auf die Vielfalt der Funktionen, die notwendig sind, den Anforderungen eines aussagefähigen Rechnungswesens und der schnellen Information der Geschäftsleitung über das Betriebsgebaren und den Markt gerecht zu werden.

## EDPM-Anlagen

sind das Ergebnis der modernen Elektronentechnik, verbunden mit der praktischen Kenntnis der organisatorischen Notwendigkeiten in Großbetrieben der Industrie, der Geldwirtschaft, der Versicherungswirtschaft, des Handels und der Behörden.



Electronic  
Data  
Processing  
Machines

## IBM DEUTSCHLAND

Internationale Büro-Maschinen Gesellschaft mbH  
Hauptverwaltung Sindelfingen bei Stuttgart



nische Verfahren heute auf vielen anderen Gebieten Eingang gefunden. Mit Hilfe geeigneter Umwandler wurde die Elektronenstrahlröhre als vorbildlicher Anzeiger vielfältig eingesetzt. Aus der Fülle des Angebotes seien z. B. nur die Fehlerortungsgeräte für Leitungen von *RFT VEB Funkwerk Dresden* herausgegriffen. Sie arbeiten nach dem Reflexionsverfahren, wobei die Laufzeit eines Gleichstromimpulses (Reflexion an der Fehlerstelle) und damit die Entfernung der Fehlerstelle vom Meßort auf dem Schirmbild abgelesen werden kann (Reichweiten des Gerätes für Hochspannungsleitungen bis 300 km und der Ausführung für Niederspannungsleitungen 75 km). *RFT VEB Funkwerk Erfurt* konnte u. a. — ein weiteres Beispiel elektronischer Meßgeräte — auf das neue Ionisationsmanometer „7004“ verweisen. Das Meßprinzip (Messung der Ionisation in einer Triode) erlaubt die Vakuumbestimmung im Bereich  $10^{-2} \dots 10^{-7}$  Torr.

Auch bei der technischen Erschließung der Zentimeterwellen konnte die Meßtechnik Schritt halten. Für die 3-cm-Technik führte *RFT VEB Werk für Fernmeldewesen* neueste Meßgeräte und Bauelemente in Hohlrohrbauweise vor.

## Salon de la Pièce Détachée 1956 Paris

Das Wort „Elektronik“ ist noch nicht in den offiziellen Titel dieser Ausstellung aufgenommen worden, die jedes Jahr Anfang März die Fachwelt Frankreichs und zahlreiche Besucher aus dem Ausland im Pariser Ausstellungsgelände an der Porte de Versailles vereinigt. Trotzdem eroberte sich die Elektronik in diesem Jahr einen beachtlichen Platz auf zahlreichen Ständen; wenn auch kaum industrielle Anwendungen dieser jungen Technik gezeigt wurden, so war doch eine erstaunliche Zahl von elektronischen Bauteilen und Meßgeräten zu sehen.

Spitzentransistoren stellte niemand mehr aus; an Flächentransistoren sah man nur p-n-p-Typen. *CSF* zeigte vier Typen, die für Verlustleistungen von 50 mW, 200 mW, 1,5 W und 4 W ausgelegt sind. *CFTH* stellt drei NF- und drei HF-Transistoren her; sie unterscheiden sich namentlich durch ihre Basis-Stromverstärkung (zwischen 12 und 60) und ihre Grenzfrequenzen (zwischen 4,5 und 10 MHz für die HF-Typen). Sie vertragen eine Belastung von 100 (HF) und 150 (NF) mW. *La Radiotechnique* vertreibt die in Deutschland gut bekannten Typen OC 70, OC 71, OC 72, OC 15; ein HF-Transistor „OC 45“ (5 MHz) schien neu zu sein.

Mit Transistoren bestückt ist das Impedanz-Meßgerät von *LIE*; es gestattet die Messung von Scheinwiderständen zwischen 1 Ohm und 1 MOhm mit einer Frequenz von 800 Hz. Ein außerordentlich reiches Angebot bestand an mit Elektronenröhren bestückten Meßgeräten. Das Mikrovoltmeter von *LEA* mißt zwischen 10  $\mu$ V und 1 V bei 25 Hz bis 100 kHz; *Rochard Electronique* zeigte einen dekadischen Frequenz- und Zeitmesser (10  $\mu$ s bis 1 s); das Röhrenvoltmeter von *Lemouzy* hat einen Eingangswiderstand von  $10^{14}$  Ohm; mit dem „Isomètre“ der gleichen Firma kann man Isolationswiderstände bis  $10^{12}$  Ohm unter 12 V und bis  $10^{15}$  Ohm unter 1000 V

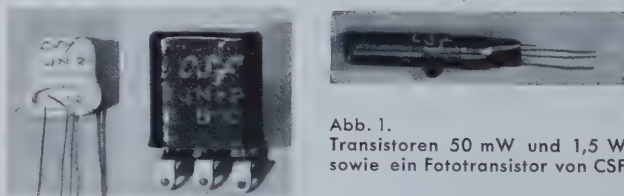


Abb. 1.  
Transistoren 50 mW und 1,5 W  
sowie ein Fototransistor von CSF

und noch höhere Werte durch Ladungsverlust messen. Im Bereich 50 kHz...900 MHz mißt ein Röhrenvoltmeter von *Ferisol* Spannungen zwischen 200 mV und 1 V; der Meßbereich eines anderen Gerätes derselben Firma geht von 200  $\mu$ V bis 300 V bei einem Frequenzbereich 10 Hz...2 MHz. Neben einer Meßleitung für 2300 bis 4600 MHz (FM  $\pm$  1150 MHz) stellte *Ferisol* auch einen Frequenzzähler aus, der im Bereich von 10 Hz bis 10 MHz direkt und bis 200 MHz mit einem eingebauten Umformer arbeitet. Ein Oszillograf von *Leres* hat eine Bandbreite von 60 MHz.

Bei *Derveaux* (in Deutschland durch *Grundig* vertreten) fand man neben anderem sehr interessanten Material eine besonders reiche Auswahl an UHF-Geräten, wie Generatoren, Verzögerungsleitungen, Spektral-Analysatoren, Echokammern, Rauschgeneratoren usw. Zur Ausstellung brachte *Derveaux* eine 8-cm-Meßleitung (26500 bis 40000 MHz) und das entsprechende Zubehör heraus. Zu erwähnen wäre ebenfalls der Atommeiler-Simulator dieser Firma und verschiedene Strahlungsmeßgeräte. Zur Messung komplexer Widerstände im Frequenzbereich von 100...400 MHz dient eine Meßleitung von *Ferisol*, auf der durch eine mit vier Gewinden versehenen Spindel vier Köpfe bewegt werden; die Ablesung erfolgt durch einen Katodenstrahl-Oszillografen, dessen Schirm mit einem Smithschen Koordinatensystem bedeckt ist. Der Leuchtfleck nimmt auf diesem Schirm eine dem gemessenen komplexen Widerstand entsprechende Stellung ein.



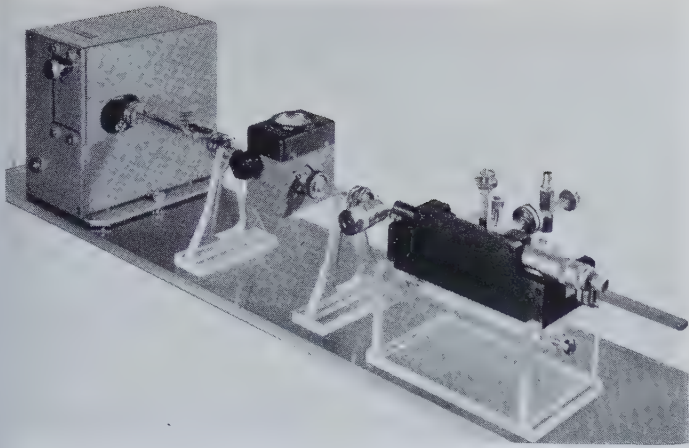


Abb. 2. Meßleitung für 8-mm-Wellen von Derveaux

*Metrix* (in Deutschland durch *Wiegand & Sohn*, Düsseldorf, vertreten) zeigte eine Reihe sehr sorgfältig entwickelter Service-Geräte. An Neuheiten wäre ein Röhrenvoltmeter (Eingangswiderstand 100 MOhm), ein Bildgeber (819 und 625 Zeilen), ein „Wobuloscope“ und ein FM-Generator zu nennen. Andere Service-Geräte wurden von *Central*, *Philips-Industrie*, *Ferisol*, *Radio-Contrôle* u. a. ausgestellt. Neben Zweistrahl-Oszillografen stellte *CRC* ein Gerät aus, das die Kurvenscharen untersuchter Transistoren auf dem Schirm einer Katodenstrahlröhre wiedergibt. Die gleiche Firma zeigte auch einen Generator für sehr tiefe Frequenzen (1/5000 bis 5000 Hz) sowie einen Stabilisator für 30...3000 V/5 mA, bei dem die Schwankungen geringer als 1/10000 in der Stunde bleiben. Der Dekadenzähler von *CRC* hat eine Auflösungszeit von 5  $\mu$ s; weiterhin stellt diese Firma einen Linienverstärker (35 dB) mit einer Bandbreite von 220 MHz her. Den Bereich von 25 Hz bis 85 MHz umfaßt ein Meßgenerator von *Leres*; diese Firma stellt auch einen elektronischen Schalter mit recht günstigen Charakteristiken her.

Magnetische Verstärker wurden unter anderem von *L.E.G.P.A.* ausgestellt; ein 400-Hz-Modell hat die bemerkenswerte Empfindlichkeit von  $10^{-12}$  W. Ein Magnetverstärker-Relais der gleichen Firma gestattet eine Schaltleistung von 1 kW mit einer Steuerleistung von 1  $\mu$ W. Germanium-Flächengleichrichter für Wechselspannungen bis 315 V bei nachfolgendem Siebkondensator oder bis 630 V bei einer rein ohmschen Belastung wurden von *CFTH* für Stromstärken bis 2 A gezeigt. Diese Firma hat in der Züchtung von Silizium-Monokristallen bedeutende Fortschritte erzielt und hofft, bald Silizium-Flächendiioden herauszubringen. Germanium-Leistungsgleichrichter neben Senderöhren, Klystrons und HF-Schweißgeräten stellt auch *SFR* her. Spezialröhren wurden von *CSF*, *CFTH* und *LCT* gezeigt. *H. Schreiber*

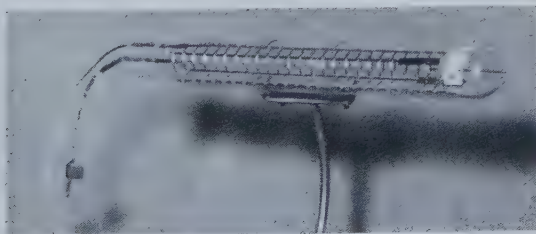


Abb. 3. Service-Röhrenvoltmeter von Metrix



Abb. 4 (links). Wasserstoff-Thyratron von CFTH

Abb. 5 (unten). Geiger-Zählrohr mit Spiralelektrode von LCT



## LORENZ baut

Sender und Empfänger  
Antennen  
Richtfunk-Strecken  
Wechselstrom-  
Telegraphie-Systeme  
Funksprecher  
Funk-Navigationshilfen  
Rundfunkgeräte  
und Fernseher  
Elektro-Heilgeräte  
Schweißpressen  
für K-Folien

Elektronenröhren  
Quarze  
Lautsprecher  
Fernschreib-Anlagen  
Umformer  
und Elektro-  
Kleinmaschinen  
Gleisbild-Stellwerke



C. Lorenz AG Stuttgart



## 50 Jahre Lieben-Röhre

Die Funktechnik der ganzen Welt gedachten am 3. März der fünfzigsten Wiederkehr des Tages, an dem der 1879 in Wien geborene Physiker Robert von Lieben sein „Kathodenstrahl-Relais“ zum Patent anmeldete und damit den Siegeslauf der Elektronenröhre einleitete. Nach dem Tode v. Liebens im Jahre 1913 ging das vom damaligen Kaiserlichen Patentamt erteilte Schutzrecht „DRP 179 807“ an ein Konsortium deutscher Elektrofirmen über. Die im Jahre 1903 gegründete *Telefunken-Gesellschaft für drahtlose Telegraphie* übernahm dabei zusammen mit der *AEG* die Weiterentwicklung der nach dem Erfinder benannten „Lieben-Röhre“.

## Gemeinsames Rundfunk-Technisches Institut

Auf der letzten Sitzung der *Arbeitsgemeinschaft der westdeutschen Rundfunkanstalten* im Februar d. J. wurde beschlossen, ein gemeinsames Institut für die technische Entwicklung und Forschung für Rundfunk und Fernsehen zu bilden. Es wird im wesentlichen die Aufgaben des bisherigen *Rundfunk-Technischen Instituts* in Nürnberg und der *Zentraltechnik des NWDR* in Hamburg übernehmen. Zunächst ist nicht beabsichtigt, die bisherigen Institute örtlich zusammenzulegen, da die entstehenden Unkosten auf etwa 10 Millionen DM beziffert wurden. Das gemeinsame *Rundfunk-Technische Institut* wird getrennt in Hamburg und Nürnberg arbeiten.

## Standard Elektrik AG

Die Hauptversammlung der *Standard Elektrizitäts-Gesellschaft AG*, Stuttgart, beschloß am 16. März 1956, den Firmennamen in *Standard Elektrik AG* zu ändern. Der Vorsitzende des Vorstandes, Generaldirektor Hermann Abtmeyer, begründete die Namensänderung mit der Notwendigkeit, den Firmennamen dem Charakter der Tätigkeitsgebiete des Unternehmens anzupassen. An der Struktur des Unternehmens, zu dem die Fernmelde- werke *Mix & Genest*, Stuttgart, Berlin, Essen, und das Gleichrichter- und Bauelementewerk *SAF*, Nürnberg, gehören, ändert sich dadurch nichts.

## Elektronisches Großrechenzentrum in Stuttgart

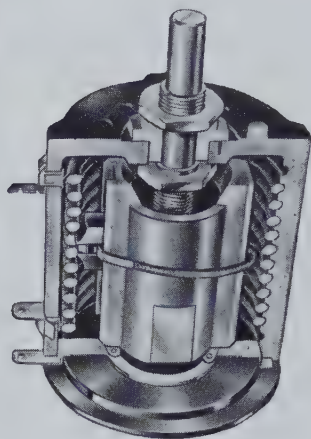
Ein *IBM*-Magnettrommelrechner „650“ mit einem Gesamtgewicht von über 2,5 Tonnen, soll das Kernstück eines elektronischen Rechenzentrums der *IBM Deutschland (Internationale Büro-Maschinen Gesellschaft mbH)* in Stuttgart bilden, das schon seit geraumer Zeit mit elektronischen Anlagen kleineren Umfangs arbeitet.

Die neue Großrechenanlage der *IBM Deutschland* wird der Wirtschaft, der Wissenschaft, der Technik und den verschiedenen Behörden für betriebswirtschaftliche, wissenschaftliche, technische und statistische Berechnungen zur Verfügung stehen. Die Rechenzentrale in Stuttgart ist eine Zusammenfassung des Magnettrommelrechners mit weiteren elektronischen Rechenanlagen und einer Reihe von Lochkartenmaschinen. Sie wird von sorgfältig ausgebildeten und erfahrenen Betriebswirtschaftlern, Mathematikern und Ingenieuren bedient.

## Reflexionsfaktor-Messer für Höchstfrequenzen

Bei Höchstfrequenzen lassen sich Meßbrücken nach dem Nullverfahren infolge störender Induktivitäten in den Brückenzweigen nicht mehr ausführen. Dagegen sind Meßbrücken nach Art der in der Niederfrequenztechnik bekannten Fehlerdämpfungs-Meßschaltung auch für sehr hohe Frequenzen innerhalb eines breiten Frequenzbereiches geeignet. Ein von *Siemens & Halske* entwickelter Reflexionsfaktor-Messer (Brücken-Reflektometer) bildet die beiden festen Brückenzweige aus den Hälften eines Topfkreises, der in seiner Mitte koaxial gespeist wird. Der Empfänger-Ausgang ist vom Verbindungspunkt „Normalwiderstand-Meßobjekt“ in

Helipot



Feindrahtpotentiometer

höchster Präzision

in Ring- und Wendelform

mit linearer und

nichtlinearer Charakteristik



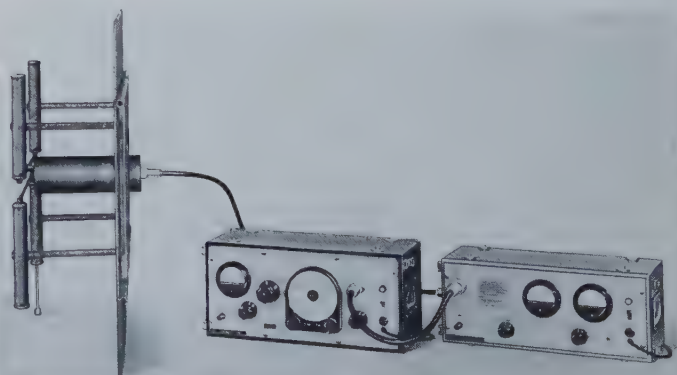
BECKMAN INSTRUMENTS GMBH

MÜNCHEN - PUCHHEIM

EIN ZWEIGWERK DER BECKMAN INSTRUMENTS INC.

FULLERTON - KALIFORNIEN - USA

Bitte fordern Sie Prospekte bei Abt. B 2 an



Meßplatz zur Bestimmung des Reflexionsfaktors. Mitte: Meßsender „3 W 56“; rechts: Reflexionsfaktor-Messer „3 R 29“

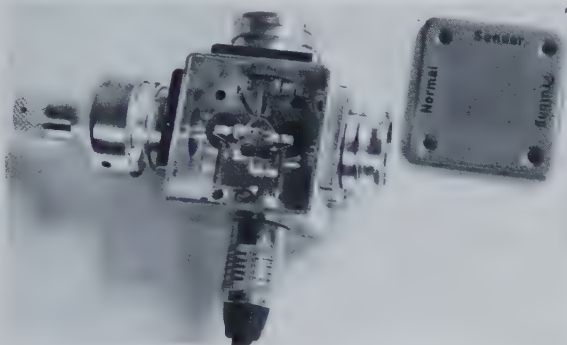


der Symmetrieebene des Topfes herausgeführt. Ein lose angekoppelter Richtleiter mißt die HF-Ausgangsspannung und ein zweiter die HF-Eingangsspannung zwischen den Kondensatorplatten des Topfes. Das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung ist ein Maß für den Reflexionsfaktor, dessen Frequenzabhängigkeit bei Änderung der Sendefrequenz unmittelbar angezeigt wird. Für den Frequenzbereich 50...1000 MHz ist der Typ „3 R 29“ und für den Bereich bis 3000 MHz der Typ „3 R 225“ bestimmt.

Zur genauen Messung kleiner Brückenspannungen enthalten die Geräte einen Zehner-Verstärker. Die Eingangsspannung wird an einem Instrument abgelesen und mit Hilfe eines Reglers auf einen konstanten Wert eingestellt. An einem zweiten Instrument läßt sich der Reflexionsfaktor im Bereich 0,5...100% ablesen. Es liegt im Prinzip dieses Meßverfahrens begründet, daß die Meßgenauigkeit mit abnehmendem Reflexionsfaktor größer wird, was den Erfordernissen der Praxis entgegenkommt.

#### Anpaßmeßgerät „FaM 100/1“

Das Anpaßmeßgerät „FaM 100/1“ von *Telefunken* dient zum schnellen Messen des Anpassungszustandes von Funkanlagen jeder Art einschließlich deren Zubehör, wie Antennen, HF-Energie-Übertragungsleitungen, HF-Kabel, Kupplungsstecker sowie Abschlußwiderständen. Der Meßmethode liegt die Wheatstonesche Brückenschaltung zugrunde, von der zwei Zweige durch zwei im Meßkopf enthaltene Widerstände gebildet



Meßkopf zum Telefunken-Anpaßgerät „FaM 100/1“

werden, die beiden anderen von den außen ansteckbaren Normalwiderständen ( $Z = 60 \text{ Ohm}$ ) und dem außen anzuschließenden Prüfling. Die Brücke wird über das HF-Verbindungskabel von einem Meß- oder Steuersender gespeist. Bei Verwendung eines Steuersenders zur Speisung des Anpaßmeßgerätes ist zum Herabsetzen der Leistung der Anschaltkasten „Ms 142/1“ erforderlich, an dem die Brückenspeisespannung auf 3 V HF-Spannung eingestellt werden kann. Das Nullinstrument „Fehl-anpassung“ wird über die geschirmte Meßleitung mit dem Meßkopf verbunden und zeigt an, ob Brückengleichgewicht herrscht oder Fehlanpassung vorliegt. Der angezeigte Strom ist ein Maß für die Fehlanpassung, und aus einer Eichkurve lassen sich die zugehörigen Werte der Fehlanpassung  $k = U_{\text{max}}/U_{\text{min}}$  entnehmen. Das Gerät arbeitet im Bereich 200 kHz bis 250 MHz in einem Fehlanpassungsbereich von 1,0 bis Unendlich (Bereich 1:  $k = 1,0...1,5$ ; Bereich 2:  $k = 1,2... \text{Unendlich}$ ). Für  $Z = 60 \text{ Ohm}$  ist die Meßsicherheit  $\pm 1\%$ .

#### Erweiterte Grenzdaten für OC 72

Die bisher zulässigen Daten für den *Valvo*-Transistor OC 72, der jetzt grundsätzlich mit einer Befestigungsschelle versehen wird (einfache Montage, verbesserte Wärmeableitung), konnten zum Teil wesentlich erhöht werden. Die Erhöhung der Kollektorverlustleistung auf maximal 65 mW ergibt in Verbindung mit dem jetzt zugelassenen Spitzenstrom von 125 mA eine wesentlich größere Ausgangsleistung in NF-Verstärkern.

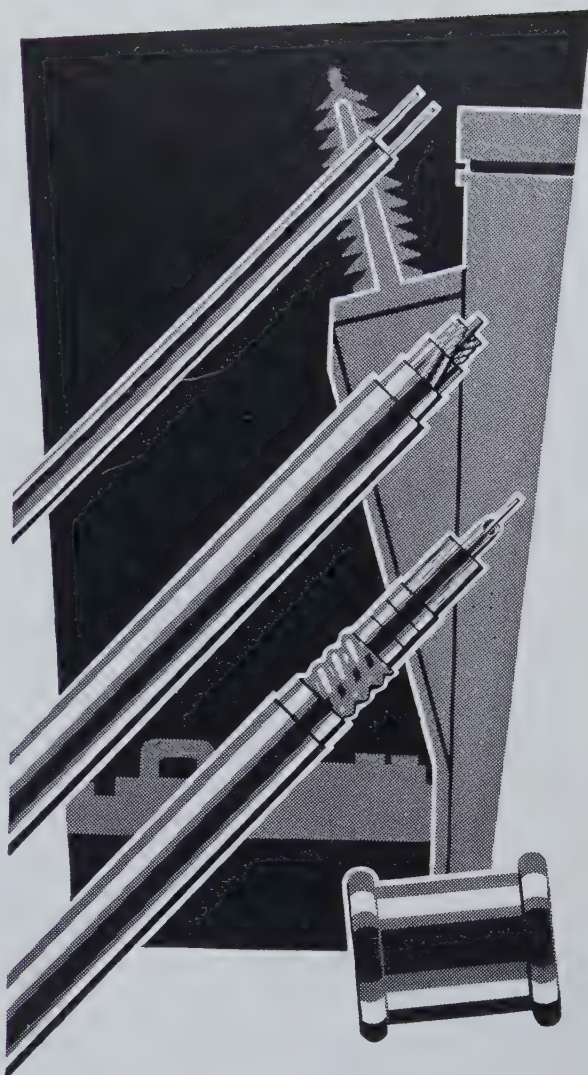
#### Neues Zählgerät „FH 91“

Für Ausbildungsstätten, Schulen und Institute bestand ein dringendes Bedürfnis, für Demonstrationen und Übungen ein einfaches, aber dennoch vollwertiges Zählgerät zur Verfügung zu haben. *Frieske & Hoepfner* stellen jetzt ein in Erkenntnis dieser Forderung entwickeltes Kleinzählgerät unter der Typenbezeichnung „FH 91“ vor, das sich trotz seiner einfachen Bauweise durch vielseitige Anwendungsmöglichkeiten auszeichnet. In Verbindung mit den Zählrohren „FHZ 67“ und „FHZ 68“ lassen sich u. a. Versuche über den Nachweis künstlicher und natürlicher Radioaktivität, den qualitativen Unterschied zwischen  $\alpha$ -,  $\beta$ - und  $\gamma$ -Strahlung, das quadratische Abstandsgesetz, die Absorption und die Halbwertszeit durchführen. Darüber hinaus kann das „FH 91“ ohne Hochspannung mit eingebauter Vorstufe für allgemeine Zählaufgaben verwendet werden.

Die für das Zählrohr notwendige stabilisierte Betriebsspannung ist von 300...400 V in Stufen von je 50 V, zwischen 400...900 V in Stufen von je 25 V einstellbar. Ein Ausgangsdiskriminator leitet alle Zählrohrimpulse mit einer Amplitude ab 1 V verstärkt und umgeformt dem mit maxi-



HACKETHAL



## Transpaqramme

zeigen Ihnen auf der Industrie-Messe Hannover 1956 die neuesten Ergebnisse unserer Entwicklungs- und Forschungsarbeiten für

KABEL · LEITUNGEN · DRAHTE  
NE-METALLHALBZEUG

Wir freuen uns, Sie auf unserem Stand 351/450 Halle 10 begrüßen zu können.

■ Bitte fordern Sie unseren Spezialmesseführer an.

Sollten Sie am Besuch verhindert sein, stellen wir Ihnen unser Informationsmaterial auf Anfrage jederzeit gern kostenlos zur Verfügung.

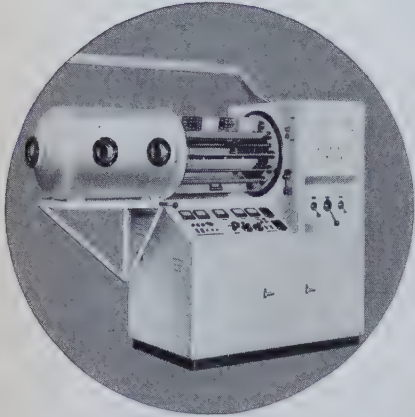
56A26

**HACKETHAL-DRAHT- UND KABEL-WERKE**  
AKTIENGESELLSCHAFT · HANNOVER · POSTSCHLISSFACH 492-G



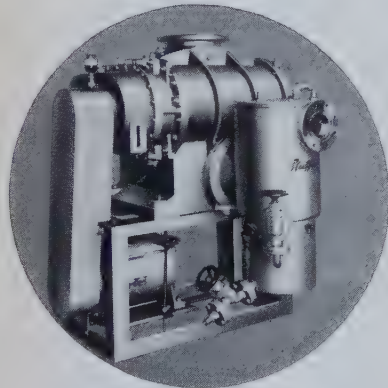
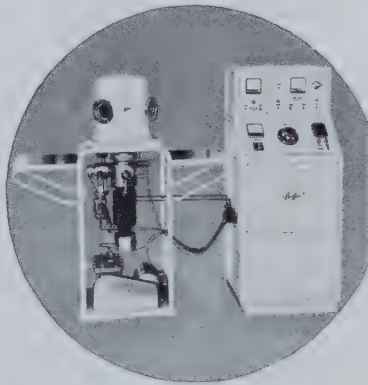
# Pfeiffer

## HOCHVAKUUMTECHNIK



**Aufdampfanlage A 4-L**  
Bedampfungsfläche  
2,5 m<sup>2</sup> mit Planeten-  
getriebe jetzt auch  
mit automatischer  
Steuerung, z. B. für  
Selengleichrichter-  
platten

**Hochvakuum-Apparatur A 1**  
mit Schaltpult als Auf-  
dampfanlage z. B. für  
Schwingquarze, auch  
als Universal-Pump-  
stand, z. B. für Fernseh-  
röhren



**Millitorrpumpen**  
(Rootsprinzip) mit rotie-  
renden Pumpen als  
Vorpumpen sind  
Pumpsätze höchster  
Saugleistung – bis  
20 000 m<sup>3</sup>/h bei  
10<sup>-1</sup> Torr.

Die elektrotechnische Industrie ist eng verknüpft mit der Hochvakuumtechnik. Wir liefern alles, was zur Erzeugung und Messung des Hochvakuums benötigt wird:

**Rotierende Ölpumpen • Diffusionspumpen**  
**Messgeräte – Ventile – Zubehör**

**ARTHUR PFEIFFER GMBH • WETZLAR**

Besuchen Sie uns auf der Hannoverschen Messe:  
**HALLE 5, STAND 503**



*Unser Programm umfaßt u. a.*

Rundfunksender • Kommerzielle Telegraphie- und  
Telephonie-Sender • UKW-Funksprechanlagen • Sende-  
röhren und Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren  
Thyratrons • Mikrowellenröhren • Richtfunkstrecken  
Hochfrequenzröhren-Generatoren für industrielle und  
wissenschaftliche Zwecke • Trägerfrequenzverbindun-  
gen über Hochspannungsleitungen • Rundsteueranlagen

**AUF DER INDUSTRIEMESSE HANNOVER**  
in Halle 9, Stand 600/700

**Brown, Boveri & Cie. AG. • Mannheim**

### Klirrfaktoren

zu messen, ist meist zeitraubend und  
umständlich.

### Rationelles Messen

dabei für  $k_2$  und  $k_3$  getrennt, ermöglicht nur die  
Methode mit fest abgestimmten Filtern.

Sie erlaubt

direkte Instrument-Anzeige, Messung  
kleinster Klirrfaktoren und kleinster  
Spannungen, auch bei schwankender  
Tonhöhe (Tonträger)



### Betriebsklirrfaktormesser BKL-69

40-120 Hz-1.5-10-15 kHz, 0,1 ... 30 % Vollausschlag, 1 (30) mV ... 100 V

Eingang symmetrisch > 20 k $\Omega$ , unsymmetrisch > 30 k $\Omega$   
Einfache Einstellung ohne Abgleich und direkte Anzeige  
des Meßwertes Bandbreite:  $\pm 3 \dots \pm 4,5 \%$   
Mit 1 mV Eingangsspannung noch 0,5%  $k_2$  oder  $k_3$  meßbar

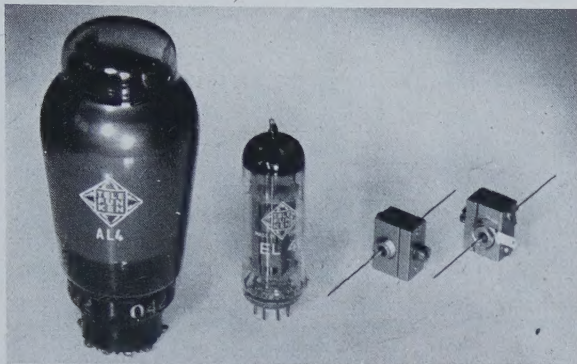
**WANDEL u. GOLTERMANN**  
RUNDUNK- UND MESSGERÄTE REUTLINGEN/WÜRTT.



mal drei Zähldekaden bestückten elektronischen Zählteil (EIT) zu, dem ein fünfstelliges mechanisches Zählwerk nachgeschaltet ist. Das Zählgerät kann wahlweise mit 1, 2 oder 3 elektronischen Zähldekaden und nachgeschaltetem mechanischem Zählwerk betrieben werden. Die mittlere Totzeit am Zählwerkseingang ist 2  $\mu$ s.

#### Leistungs-Transistor OD 604

Die äußere Form des OD 604 ist von *Telefunken* geändert worden. Zur Verbesserung der Kühlwirkung läßt sich der Transistor direkt auf das Gerätechassis aufschrauben. Für die Verwendung in Endstufen größerer



Leistungs-Transistor OD 604 im Vergleich zu den Endverstärkerröhren AL 4 (1930) und EL 41 (1950)

Leistung gelten folgende Grenzwerte: Kollektorspitzenspannung  $-27,0$  V; Verlustleistung (Emitter- + Kollektorleistung) = 1,3 W bei Gehäusetemperatur von  $45^{\circ}$  C.

#### Scheibentriode EC 57

Eine neue Scheibentriode EC 57 von *Valvo* kann etwa 3 W Ausgangsleistung bei Frequenzen um 4000 MHz abgeben. Sie ist wie die schon bekannte EC 56 (deren äußere Abmessungen der EC 57 entsprechen) mit einer Sinter-Katode (L-Katode) versehen. Die Brennstundengarantie für beide Typen konnte auf Grund der bisherigen sehr günstigen Lebensdauerergebnisse von 500 auf 1000 Std. je Röhre erhöht werden.

## REFERATE

### Die Abhängigkeit nichtlinearer Verzerrungen von der Gegenkopplung<sup>1)</sup>

DK 621.372.512.22.018.783

Die Anwendung einer Gegenkopplung in NF-Verstärkern ist weit verbreitet, und hierzu geeignete Berechnungsgrundlagen für den praktischen Gebrauch sind hinreichend bekannt. Dabei wird von der vereinfachenden Annahme Gebrauch gemacht, daß die zurückgeführte Spannung jeder Harmonischen nur deren Ausgangsspannung, nicht aber jene der anderen Harmonischen beeinflusst, wodurch sich Proportionalität zwischen Verstärkungsverlust und Verzerrungsminderung ergibt.

In Wirklichkeit liegt aber schon bei Eintonaussteuerung am Eingang eines gegengekoppelten Verstärkers ein Frequenzgemisch aus Grund- und (zurückgeführten) Oberwellen, deren einzelne Anteile untereinander ähnlich wie bei der Intermodulation Mischprodukte erzeugen, die wieder harmonisch zur Grundwelle liegen.

Angeregt durch Diskrepanzen zwischen Messung und Rechnung hat R. W. Ketchledge sich die Mühe gemacht, diese Mischprodukte in die Gegenkopplungsrechnung einzuführen. Er geht von einer einfachen Stromgegenkopplung (Abb. 1) aus. Die Röhrenkennlinie wird dargestellt durch die Reihe

$$i = a_1 e + a_2 e^2 + a_3 e^3 \dots \quad (1)$$

Darin setzt sich  $e$  zusammen aus

$$e_{in} = A \cdot \cos at \quad (\text{Eintonaussteuerung})$$

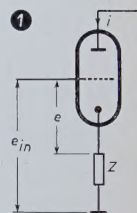
und

$$i \cdot Z = Z (a_1 e + a_2 e^2 + a_3 e^3 \dots)$$

Ist dabei  $Z$  frequenzabhängig, dann wird

$$e = A \cos at - Z_1 a_1 e - Z_2 a_2 e^2 - Z_3 a_3 e^3 \dots \quad (2)$$

Die Einführung der Gleichung (2) in (1) erfolgt mit Hilfe einer Fourierreihe von  $e$  und liefert trotz Beschränkung der Reihen bis zur 3. Harmoni-



<sup>1)</sup> Nach Bell Syst. techn. J. Bd. (1955) Nr. 11, S. 1265

ISOLATOREN

WIDERSTÄNDE

KERAMISCHE KONDENSATOREN

*Wir stellen aus:* TECHNISCHE MESSE HANNOVER

HALLE 9 · STAND 706

ROSENTHAL-ISOLATOREN

EMBH

SELB / BAYERN

Rosenthal  
RIG



**GRUNDIG**

**H&B**

## ELEKTRONISCHE MESSGERÄTE

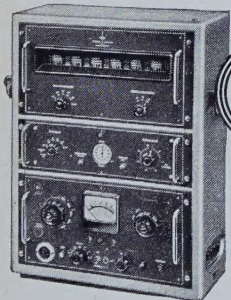
Breitband-Oszillograph  
Werkstatt-Oszillograph  
Elektronischer  
Schalter  
Röhrenvoltmeter  
Resonanzmeter  
Schwebungssumme  
Rechteckgenerator  
Fernseh-  
Signalgenerator  
Fernseh-Wobbler  
Rauschgenerator  
Regel-Trenn-  
Transformator



**HARTMANN & BRAUN AG FRANKFURT/MAIN**

Auf der Technischen Messe Hannover · Halle 10 · Stand 300/401  
Bitte fordern Sie Druckschrift GT 23 an

**W**ir entwickeln und fertigen seit Jahren Strahlungsmeßgeräte. Viele wissenschaftliche und technische Arbeiten konnten schon mit den ersten Geräten erfolgreich durchgeführt werden. Aus den Erfahrungen mit diesen sind neue, zum Teil automatisch arbeitende Geräte hervorgegangen, die hohen Anforderungen genügen.



**FH  
49**

### Großes Strahlungsmeßgerät

Kombiniertes Zähl- u. Integriergerät für Geiger-Müller-, Proportional- und Szintillationszähler. Die Eingangsempfindlichkeit ist regelbar. Gezählt wird mit dekadischen Zählröhren. Impulsvorwahl, Zeitvorwahl u. Handschaltung sind möglich. Schreiber, Zeitdrucker, Autom. Probenwechsler u. a. können angeschlossen werden.

### „Radiatector“ FH 40 M

ein Handgerät mit Geiger-Müller-Zählrohr zum Nachweis von Gamma-Strahlen.

### „Radiameter“ FH 40 H

für Strahlenschutz- und Kontrollmessungen. 0...25 mr/h; 0...1 r/h. Mit zahlreichem Zubehör.

### Radiopapierchromatograph FH 452

Die Verteilung von Aktivität auf Chromatographie- oder Elektrophorese-Papierstreifen kann mit diesem Gerät automat. gemessen werden.



**FH  
40**

### Flächengewichts-, Meß- und Regelanlage FH 46

zur fortlaufenden berührungslosen Messung des Flächengewichtes mit Hilfe von Betastrahlen während der Herstellung von Papier und anderen bandförmigen Materialien.

**FRIESEKE & HOEPFNER G.M.B.H.**  
**ERLANGEN-BRUCK**  
Wir stellen aus: Deutsche Industrie-Messe Hannover 1956 · Halle 10 · Stand 159

schen und einiger Vernachlässigungen recht umfangreiche Ausdrücke für die Anteile der einzelnen Harmonischen im Ausgangsstrom  $i$ .

Hierin erscheint auch ein von der Krümmung 2. Ordnung ( $a_2$ ) abhängiger Gleichstromanteil, deshalb ist die Angabe der Frequenzabhängigkeit von  $Z$  wichtig.

Die wesentlichen Ergebnisse lassen sich folgendermaßen zusammenfassen: Der Nutzausgangsstrom enthält außer den bekannten Korrekturgliedern, die den Verstärkungsverlust mit wachsender Aussteuerung durch die  $S$ -Form der Kennlinie ( $a_3$ ) und die Arbeitspunktverschiebung bei Verwendung eines Katoden- $RC$ -Gliedes beschreiben, ein neues, negatives Glied, das von der Größe und Gegenkopplung der 2. Harmonischen abhängt.

Der Anteil der 2. Harmonischen im Ausgangsstrom entspricht jenem der einfachen Rechnung, solange  $a_3 < a_2$  bleibt, der Anteil der 3. Harmonischen wird jedoch durch die Gegenkopplung der zweiten wieder vergrößert. So erklärt es sich, daß der Rückgang der 3. Harmonischen bei Gegenkopplung meist schwächer ist als jener der 2.

Diese Überlegungen gelten natürlich auch für Spannungsgegenkopplung, dann ist  $Z$  mit dem Teilerfaktor  $\beta$  zu multiplizieren.

Im Anhang führt der Verfasser die gleichen Überlegungen für zwei und drei Eingangsspannungen durch und nähert sich damit den Verhältnissen bei Trägerfrequenzverstärkern, von denen der Anstoß zu dieser Rechnung ausging.

A. W.

## NEUE BÜCHER

### Moderne Qualitätskontrolle

Von A. H. Schaafsma und F. G. Willemze. Eindhoven 1955, Philips' Technische Bibliothek. 482 S. m. 172 Abb. u. 73 Tab. Preis, in Ganzl. geb., 28,— DM.

Die Massenfertigung — eine wichtige Voraussetzung für viele Rationalisierungsmaßnahmen — gibt für die Prüfung und Abnahme der Erzeugnisse neue Probleme auf. Eine Stückprüfung ist aus technischen und zeitlichen Gründen in manchen Fällen nicht mehr durchführbar, und eine Stichprobenkontrolle nach einem starren Schema bietet nicht die Voraussetzung für sichere Beurteilung der Qualität bei schwankender Güte der Produktion. Eine individuelle Anpassung der Kontrolle an die Qualitätsschwankungen der Fertigung ist deshalb heute eine der Grundforderungen in der neuzeitlichen Fertigung. In dem vorliegenden Werk steht jetzt erstmals in deutscher Sprache eine Veröffentlichung zur Verfügung, die die Qualitätskontrolle als geschlossenes Ganzes behandelt und teilweise bisher noch nicht veröffentlichte Entwicklungen und Erkenntnisse darstellt. Die Behandlung der Fragen erfolgt vom allgemein-organisatorischen Standpunkt aus und bedient sich moderner statistischer Hilfsmittel, ohne dabei allzu großen mathematischen Aufwand zu treiben. Zahlreiche Abbildungen und Beispiele ergänzen den leichtverständlichen Text, so daß dieses Werk dazu berufen ist, Betriebswirtschaftlern, Betriebsingenieuren und allen Prüfstellen in gleichem Maße ein wertvoller Ratgeber in allen Fragen der modernen Qualitätskontrolle zu werden. —th

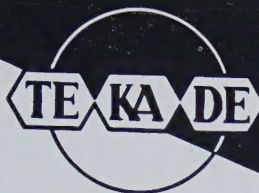
### Dezimeterwellen-Praxis

Von H. Schweitzer. Berlin-Borsigwalde 1956, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 126 S. m. 145 Abb. Preis, in Ganzleinen geb., 12,50 DM.

Das uhf-Gebiet, wie die Dezimeterwellen im Ausland auch genannt werden, umfaßt die Frequenzen 300...3000 MHz. Ohne jeden mathematischen Aufwand — dort, wo es notwendig ist, nur mit allereinfachsten Formeln — ist es dem Verfasser geglückt, eine leichtverständliche Einführung zu geben. Nach einer Übersicht über die „Funkdienste im Dezimeterwellengebiet“ (in dem für den Fernseh-Rundfunk, für Navigations- und Funkmeßdienste, für allgemeine kommerzielle Dienste, aber auch für den Kurzwellen- und den Fernlenkamateur-Bänder zur Verfügung stehen) wird das „Verhalten von konzentrierten Bauelementen in Dezimeterschaltungen“ behandelt. In diesem Abschnitt dürften z. B. auch die Ausführungen über die Beziehungen zwischen Widerstand und Leitwert in der komplexen Zahlenebene wertvolle Anregungen geben. Die folgenden Kapitel über „Leitungstechnik“ und „Rauschen und Verstärkung“ sind zum Verständnis des behandelten Stoffes wesentlich. Die gute Darstellungsart führt schnell zur praktischen Anwendung, wie sie die „Schaltungstechnik für Dezimeterwellengeräte“ wiedergibt. Dimensionierte Schaltungen zeigen als Beispiele u. a. den Eingangsteil eines Dezi-Fernsehempfängers und auch 70-cm-Amateursender und -empfänger. Mit den in diesem Gebiet sehr handlichen Antennen macht der Abschnitt „Antennen“ vertraut. Tabellen über gittergesteuerte Röhren für Dezimeter-Sender und -Empfänger, über Kristalldioden und HF-Kabel sowie HF-Stecker und -Buchsen vervollständigen das notwendige Handwerkszeug des praktischen Arbeitenden. Ein ausführliches Schrifttumsverzeichnis gibt Hinweise für den, der sich in speziellen Fragen weiter in das sehr an Bedeutung gewinnende Gebiet hineinarbeiten will.

Jä.





**RADIO-  
FERNSEH- UND  
NACHRICHTENGERÄTE  
ELEKTROAKUSTIK  
RÖHREN · HALBLEITER  
KABEL · DRÄHTE**

**TE-KA-DE NÜRNBERG 2**

**Metravi**  
TASCHENOHMMETER



HANDLICH  
STOSSICHER  
UNZERBRECHLICH  
VOLL SICHTSKALA



M E T R A W A T T A · G · N Ü R N B E R G



**ELEKTRONISCHER  
SCHWÄRZUNGS-  
MESSER**

für REPRO FOTO RÖNTGEN FILM



Meßbereich S = 0 bis 3  
Objektive Präzisionsmessungen  
für Durchsicht und Aufsicht

Großer Meßbereich mit linearer Schwärzungsskala  
Direktanzeige des Schwärzungsumfangs  
Beleuchtete Auflageplatte für größte Formate

**VISOMAT GERÄTE GMBH**  
MAINZ-Weisenau Heiligkreuzweg



### SAF-Ferrit

der neue keramische  
Magnet-Werkstoff

#### Weiche Ferrite

Für NI- und HI-Kerne in der  
Rundfunk- und Fernsehtechnik

Spezialsorten  
für alle Frequenzbereiche  
bis über 10 MHz.

#### Harte Ferrite

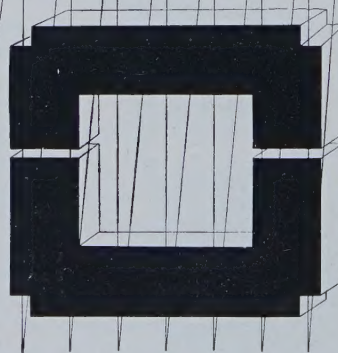
Für alle Arten  
von Dauermagneten in der  
Elektrotechnik, Feinmechanik  
und Spielzeug-Industrie

Große Koerzitivkraft  
Flache Bauformen

Geringes Gewicht  
elektrisch nicht leitend

Große Typenauswahl  
Beliebige Sonderformen  
bei ausreichender Stückzahl

Erbitten Sie unsere Prospekte



**Standard Elektrik**  
AKTIENGESELLSCHAFT

GLEICHRICHTER- UND BAUELEMENTEWERK S. A. F. NÜRNBERG

Deutsche Industrie-Messe Hannover, Halle 9, Stand 601-701



KONTAKTEINRICHTUNGEN  
f. ELEKTRONISCHE APPARATE  
UND MASCHINEN

MINIATUR-KUPPLUNGEN

**TUCHEL-KONTAKT HEILBRONN/NECKAR**

TEL. 2389+5890 - FS 0728/816

Deutsche Industrie-Messe Hannover, Halle 10, Stand Nr. 1316

# Stabilisatoren

auch in Miniatur-Ausführung  
zur Konstanthaltung von Spannungen



## STABILOVOLT GMBH

BERLIN NW 87

Sickingenstraße 71

Telefon: 39 40 24

Koaxiale  
geschirmte HF-Leitungen  
Symmetrisch  
geschirmte HF-Leitungen  
Symmetrisch  
ungeschirmte HF-Leitungen  
Kapazitäts-  
und dämpfungsarme  
Spezialleitungen für Ton-  
und Fernsehempfang

Verlangen Sie bitte  
Sonderangebote!

**LEONISCHE DRAHTWERKE A.G.**  
NÜRNBERG



## Selen-Lichtelemente

für jeden Verwendungszweck  
der Meß- und Steuertechnik

**ELECTROCELL-GESELLSCHAFT M. B. H.**

Berlin - Dahlem, Königin - Luise - Straße 29

Telefon 76 13 09

Ältestes Spezialunternehmen für Selen-Lichtelemente

Wir suchen

**jüngeren Ingenieur od. Physiker**

(TH oder HTL)

für interessante Aufgaben auf dem Gebiet elektronischer Meß-  
und Regelverstärker (Röhren- sowie Halbleiterverstärker), mit  
guten theoretischen Kenntnissen in der Schwachstromtechnik.

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild,  
Zeugnisabschriften sowie Gehaltsansprüchen erbeten an

**SCHOPPE & FAESER G.m.b.H. · Minden/Westf.**